

Anàlisi de les Prestacions en Freqüència dels Transistors LDMOS de RF mitjançant Circuits en Petit Senyal

Capítol 1 Teoria bàsica dels Amplificadors de Potència

1.1.	Introducció a la Recepció en Telefonía Mòbil	1
1.2.	La Transmissió de Potència del senyal en Amplificadors de Potència de RF en les Estacions Base de Telefonía Mòbil.....	1
1.2.1.	Arquitectura bàsica d'una Estació Base (BTS)	2
1.3.	Els Amplificadors de Potència per Comunicacions Mòbils de RF.....	3
1.3.1.	Propietats dels amplificadors de potència.....	4
1.3.2.	Etapes de l'amplificador de potència	4
1.3.3.	Amplificadors de petit senyal	5
1.4.	Classificació dels Amplificadors de Potència	5
1.4.1.	Amplificadors de Classe A	6
1.4.2.	Amplificadors de Classe B	7
1.4.3.	Amplificadors de Classe AB.....	8
1.5.	Els Transistors LDMOS per aplicacions de RF	9
1.5.1.	Introducció històrica a la tecnologia MOSFET	9
1.5.2.	Introducció a l'ús de transistors LDMOS	10
1.5.3.	Característiques dels transistors LDMOS per RF	11
1.5.4.	Capacitats intrínseques i extrínseques del transistor LDMOS	11
1.6.	Avantatges i inconvenients dels transistors LDMOS.....	12
1.7.	Bibliografia consultada.....	13

Capítol 2 Teoria de la Transmissió de Potència

2.1.	Introducció a l'ús de circuits de microones.....	14
2.2.	Definició de la Matriu de Dispersió de Paràmetres S	16
2.3.	Guanys del Transistor de Potència en funció dels Paràmetres S extrets dels dissenys circuitals	17
2.4.	Importància de l'adaptació de la xarxa biport.....	18
2.4.1.	Xarxes d'impedàncies adaptades	18
2.4.2.	Disseny d'amplificació amb paràmetres S	19
2.5.	Bibliografia	20

Capítol 3 Estudi en petit senyal d'un transistor LDMOS en substrate

THIN-SOI

3.1.	Primer model equivalent en petit senyal	24
3.1.1.	Extracció de la matriu d'admitàncies del primer model	25
3.1.2.	Validació del primer model circuital.....	26
3.1.3.	Extracció de G_I i G_P del primer model circuital	27
3.2.	Segon model equivalent en petit senyal	29
3.2.1.	Extracció de la matriu d'admitàncies del segon model circuital	30
3.2.2.	Validació del segon model circuital	31
3.2.3.	Extracció de G_I i G_P del segon model circuital.....	32
3.3.	Tercer model equivalent en petit senyal	33
3.3.1.	Extracció de la matriu d'admitàncies del tercer model circuital.....	34
3.3.2.	Validació del tercer model circuital.....	35
3.3.3.	Extracció de G_I i G_P del tercer model	36
3.4.	Quart model equivalent en petit senyal.....	38
3.4.1.	Extracció de la matriu d'admitàncies del quart model circuital.....	38
3.4.2.	Validació del quart model circuital.....	39
3.4.3.	Extracció de G_I i G_P del quart model	41
3.5.	Comparació entre P_{OUT} i P_{IN} de cada circuit equivalent.....	44
3.6.	Comparació entre P_{OUT} i P_{IN} en funció de l'amplada del canal del transistor de cada circuit equivalent.....	45
3.7.	Anàlisi aprofundit del quart model circuital.....	46
3.7.1.	Variació del guany Δ_V en funció de la freqüència.....	46
3.7.2.	Variació de les freqüències de f_T i f_{max} en funció del guany Δ_V	47
3.7.3.	Anàlisi gràfic del disseny circuital amb un guany $\Delta_V=10$	47
3.7.4.	Anàlisi gràfic del disseny circuital amb un guany $\Delta_V=50$	48
3.7.5.	Variació dels paràmetres S (de reflexió) en funció de la freqüència....	49
3.7.6.	Variacions a la Capacitat C_{gdi} i repercussió sobre l'Ample de Banda BW de l'amplificador de potència.....	49
3.7.7.	Evolució dels elements intrínsecs en funció de la tensió de porta v_g aplicada al transistor LDMOS	50
3.8.	Bibliografia consultada.....	52

Capítol 4 Conclusions

Annex A - Anàlisi Nodal dels paràmetres dels dissenys circuitals	54
Annex B - Codi Matlab.....	61
Annex C - Taula de Conversions de paràmetres S , Y i Z d'una Xarxa Biport	87

1. TEORIA BÀSICA DELS AMPLIFICADORS DE POTÈNCIA

1.1. Introducció a la Recepció en Telefonía Mòbil

La primera Generació de Xarxa Cel·lular Mòbil utilitzava tecnologia analògica, on era indispensable un amplificador de RF exclusiu per cada usuari mentre durava la trucada. Les Xarxes de segona i tercera Generació, és a dir, l'actual telefonía mòbil digital, utilitzen amplificadors de potència RF amb senyal multiportadora per obtenir increments significatius de potència en el trànsit de veu mentre s'usa el mateix espectre de radiodifusió assignat.

Els sistemes de comunicació sense cables (*Wireless*) inclouen els equips mòbils i les infraestructures necessàries per amplificar i distribuir els senyals. Entre aquestes, cal destacar el paper de les estacions base (BTS) de telefonía mòbil que s'encarreguen de distribuir els senyals de RF a la seva regió de cobertura (ref. 1). Els senyals de RF procedents de terminals portàtils, com per exemple, telèfons mòbils, dispositius PDA o ordinadors personals amb accés a Internet (*Wifi*), han de ser amplificats. A més, cal disposar de suficient potència per cobrir distàncies de fins a 20 Km i arribar en bones condicions (calen filtres per assegurar una certa fidelitat del senyal) al destinatari final. La potència del senyal es configura establint una sèrie de paràmetres dels amplificadors de potència de RF. És per això que el disseny i la fabricació d'aquests amplificadors ha d'assegurar una bona linealitat i un baix consum per garantir la qualitat i viabilitat del sistema.

1.2. La Transmissió de la Potència del senyal RF en Amplificadors de Potència de RF en les Estacions Base de Telefonía Mòbil

El sector de les Estacions Base és el principal mercat de Transistors de Potència amb capacitat d'operar en RF. El rang de potència d'aquests dispositius va de les desenes de watts fins els centenars de watts amb tensions de polarització de 26-28 volts (ref. 2). Les especificacions més rellevants en el disseny d'aquests dispositius són:

- Alta fiabilitat a baix cost
- Bon compromís entre el dimensionat i la linealitat.
- Dimensions coherents respecte l'aplicació.
- Potència de sortida suficient (densitat de potència elevada).
- Bona eficiència (denominada *PAE*; de l'anglès *Power Added Efficiency*), per a disminuir la dissipació tèrmica.

És imprescindible que l'amplificador de potència en RF tingui una alta fiabilitat per la progressiva expansió de la xarxa cel·lular de BTS de telefonia mòbil (ref. 3). Les dimensions del amplificador de potència s'han d'adequar a la disposició, situació i grandària de l'estació base ja que no es poden sobrepassar els límits de volum prefixats en cada cas. Una bona linealitat minimitzarà la distorsió harmònica (*IMD*). Finalment ha d'existir un compromís entre la potència de sortida i l'ample de banda requerit.

L'eficiència *PAE* és una de les figures de mèrit més importants en amplificadors de RF i ve donada per la següent expressió:

$$PAE = \frac{P_{out}(RF) - P_{in}(DC)}{P_{in}(DC)} \cdot 100 \quad (1.1)$$

on $P_{out}(RF)$ és la potència de sortida RF de l'amplificador i la $P_{in}(DC)$ és la potència d'entrada sumministrada per la font d'alimentació.

1.2.1 Arquitectura bàsica d'una Estació Base (BTS)

El diagrama d'una estació base de telefonia mòbil s'il·lustra a la Figura 1.1, on s'indiquen els blocs de recepció i transmissió de les comunicacions. Els senyals passen per un *procés de modulació i conversió* per poder fer la recepció i transmissió correctament.

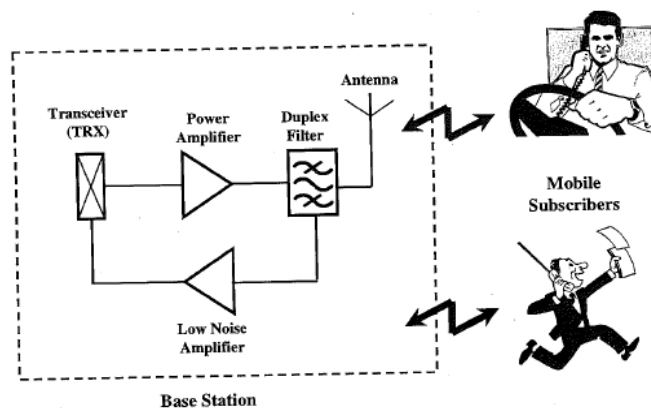


Figura 1.1. Diagrama de blocs d'una Estació Base (3).

El procés de *modulació* de l'ona portadora del senyal transmès s'aconsegueix utilitzant la seva amplitud (AM), fase (PM) o freqüència (FM). Amb la desaparició dels circuits de modulació analògica i la implantació de la modulació digital, la linealitat dels amplificadors de potència ha passat a ser crítica en el comportament de les estacions base (ref. 3). Les limitacions en la linealitat dels transistors MOSFET de potència en arquitectura lateral (LDMOS) de RF disponibles comercialment fa necessari l'ús de circuits de correcció basats en el

mètode de realimentació que afegeixen costos substancials i més complexitat a l'estació base. El mètode de realimentació normalment es combina amb un circuit de pre-distorsió per aconseguir una reducció notable dels productes d'intermodulació generats per l'amplificador principal.

El procés de *conversió* fa augmentar la freqüència del senyal des de la banda base fins a un rang de freqüències determinat. Per tant, s'utilitzen freqüències intermèdies abans de la transmissió als usuaris. La recepció de senyals segueix el procés contrari basat en la desmodulació i la conversió invertida, per tal de recuperar tota la informació amb una fidelitat raonable del senyal (ref. 1).

1.3. Els Amplificadors de Potència per Comunicacions Mòbils de RF

Totes les estacions base de telefonia mòbil inclouen un amplificador de potència (PA; *Power Amplifier*) per amplificar el senyal de RF que reben d'altres repetidors, estacions base o terminals mòbils amb connexió *Wireless* (ref. 1). Un PA de potència permet amplificar tensions, corrents o ambdós paràmetres alhora, a freqüència zero (amplificador DC), a baixa freqüència (amplificador d'àudio) ó a alta freqüència (amplificador de RF). L'amplificació de tensió (per exemple) compleix la següent relació:

$$V_{out}(t) = A \cdot V_{in}(t) \quad (1.2)$$

on $V_{in}(t)$ i $V_{out}(t)$ són els senyals d'entrada i sortida, respectivament, i A és la constant de guany en tensió que caracteritza el PA i que ha de ser més gran que la unitat per tal d'amplificar ($A > 1$), doncs, en cas de ser negativa es produiria una atenuació del senyal d'entrada.

Els amplificadors d'AC, treballin a alta o baixa freqüència, reben un senyal d'entrada amb petites fluctuacions i la seva funció és aconseguir un corrent de polarització de sortida DC que repliqui les fluctuacions inicials però augmentades d'amplitud. Aquesta variació del corrent de sortida passada per una impedància gran es transforma en una tensió de sortida AC amplificada (Llei d'Ohm). En funció de l'aplicació del PA, els components de sortida poden ser de tipus resistiu, inductiu o bé un subcircuit acoblat. La resposta en freqüència, les impedàncies d'entrada i de sortida, els guanys i els canvis de fase d'un PA depenen de la configuració de sortida.

En aquest apartat es repassen els principis bàsics d'amplificació de potència en RF per contextualitzar els transistors de potència LDMOS de RF, objecte principal d'estudi en aquest treball. La informació completa i

les consideracions de disseny dels PA per RF es poden trobar a la referència (ref. 2).

1.3.1. Propietats dels amplificadors de potència

Les propietats més importants que s'han de tenir en compte quan es dissenya un PA són (ref. 11):

- Guany absolut (dB) i qualitat del guany (més o menys pla)
- Potència màxima de sortida (W o dBm) i eficiència
- Freqüència d'operació i ampla de banda (Hz)
- Requeriments d'alimentació (V, A)
- Coeficients de reflexió d'entrada i sortida
- Linealitat i Soroll (dB)

1.3.2. Etapes de l'amplificador de potència

Un PA consta de diferents etapes: *l'etapa d'entrada*, responsable de la interfase amb el sensor que proveeix el senyal, i les *etapes intermèdies*, que s'encarreguen d'amplificar el senyal fins que aquest assoleix el nivell requerit per l'aplicació. Si l'amplificació del senyal d'entrada és excessiva caldrà incorporar una interfase de sortida per tal que el senyal amplificat sigui compatible amb la càrrega. Aquesta última etapa s'anomena *etapa de sortida* ó *etapa de potència* (ref. 10).

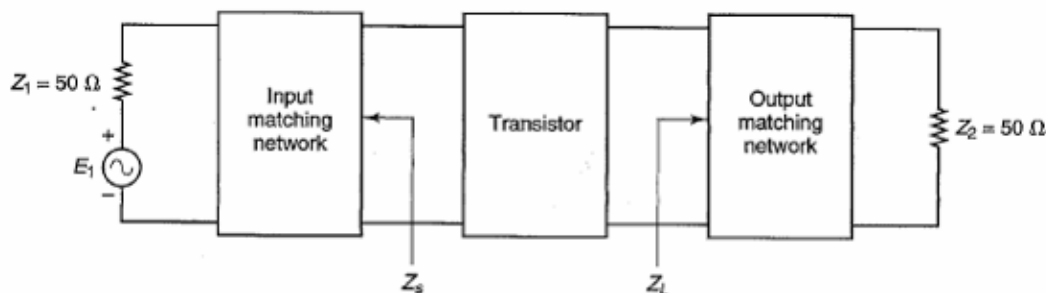


Figura 1.2. Diagrama de blocs de l'amplificador de potència per RF (4).

L'etapa de potència té dues funcions principals: permetre que el PA entregui la potència necessària a la càrrega i reduir la impedància de sortida. Els PA es divideixen en diferents classes, però aquest treball està centrat en les classes A, B i AB que són les d'ús més habitual.

1.3.3. Amplificadors de petit senyal

Quan el senyal d'entrada d'un receptor presenta oscil·lacions de tensió molt petites cal utilitzar un PA per augmentar-ne el seu valor fins a un nivell compatible amb el receptor. Aquests PA de petit senyal solen ser de classe A ó AB (per a règim lineal), amb una sensibilitat alta i una distorsió baixa en sistemes digitals.

L'etapa d'entrada d'un amplificador de RF de petit senyal ha de tenir un guany elevat i no ha de produir un soroll excessiu ja que qualsevol soroll generat en aquesta etapa s'amplifica a la resta d'etapes i produeix una reducció de la SNR (*Signal Noise Ratio*). Finalment, el transistor utilitzat en el disseny d'un PA ha de mostrar una gran estabilitat tant en freqüència com en impedància per no introduir distorsions a l'amplificador.

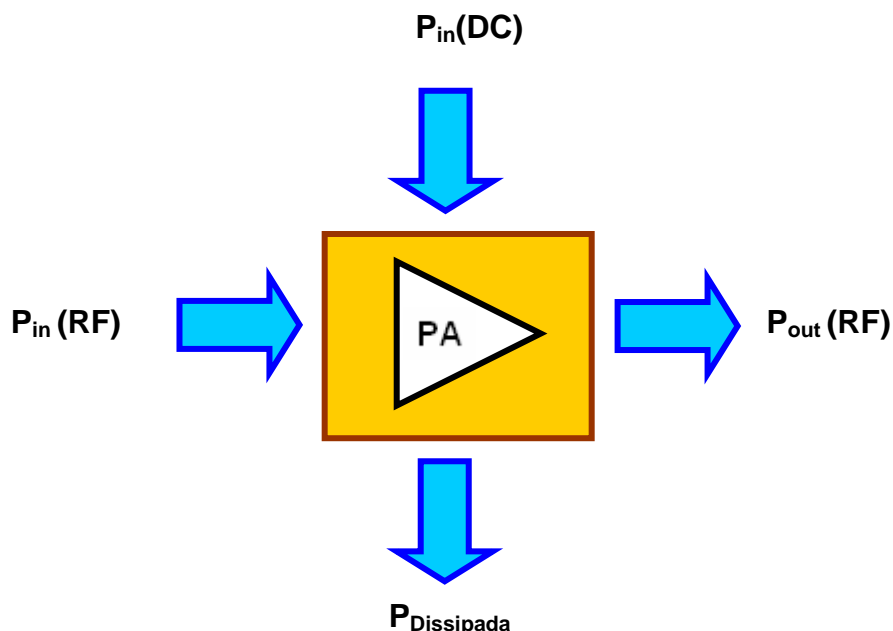


Figura 1.3. Esquema de l'eficiència d'un amplificador de potència.

1.4. Classificació dels Amplificadors de Potència

Tal com s'ha esmentat anteriorment, hi ha diverses classes de PA, però en aquest treball només es descriuen les classes A, B i AB ja que la resta de classes no són apropiades per les BTS de telefonia mòbil. La linealitat i l'eficiència del PA són els paràmetres fonamentals que determinaran el comportament final de la BTS i altres sistemes de telecomunicacions, com ara telèfons mòbils o transmissors de TV. Tot i que els PA de RF de classe A són els més coneguts i apreciats per la seva excel·lent linealitat, la seva eficiència és baixa a causa del consum elevat en DC. En canvi,

els PA de RF de classe B tenen una millor eficiència però la seva linealitat és baixa i els seus productes de distorsió no són idonis. La major part d'aplicacions de RF s'implementen amb PA de classe AB pel seu bon compromís entre la linealitat i l'eficiència, sobretot en BTS de telefonia mòbil tractada (ús de WCDMA).

En general, els PA es diferencien entre sí per la linealitat, l'eficiència, la potència de sortida i el guany. Cal remarcar que tots aquests paràmetres estan relacionats entre sí. Per exemple, una millora de la linealitat d'un PA normalment degrada la seva eficiència (ref. 5). És important conèixer les relacions entre els paràmetres típics i les prestacions que s'obtenen en cadascuna de les classes de PA per optimitzar el seu disseny. Un PA d'alta potència de sortida es pot usar com a transceptor, mentre que un PA d'alta linealitat només pot ser receptor.

Un PA és lineal si preserva la forma d'ona del senyal, és a dir, que compleix l'equació (1.2). Però si la relació entre les constants V_{in} i la V_{out} comporta una potència més elevada de V_{in} , llavors l'amplificador produeix una distorsió no lineal.

L'eficiència del PA descrita a la Figura 1.3 s'expressa com:

$$\eta = \frac{P_{out}(RF)}{P_{in}(DC)} \quad (1.3)$$

on $P_{out}(RF)$ és la potència del senyal RF entregada a la càrrega i $P_{in}(DC)$ és la potència DC. En un PA ideal l'eficiència és 1 i es considera que no dissipa potència. En PA reals, especialment a freqüència elevada (RF), l'etapa de sortida dissipa potència.

1.4.1. Amplificadors de Classe A

Els amplificadors de classe A tenen una linealitat excel·lent i un disseny simple però la seva eficiència és pobre (la màxima eficiència en un PA de classe A comercial és del 50%, però solen tenir eficiències en el rang del 20%). En conseqüència, els PA de classe A es destinen a aplicacions on la linealitat és el principal paràmetre de disseny.

Cal destacar que els PA de classe A tenen una distorsió molt baixa, tendint a zero quan el seu volum és molt reduït. Malgrat tot, sovint són ineficients i rarament s'utilitzen en alta potència. La distorsió és baixa perquè els transistors de potència dels amplificadors de classe A es polaritzen a un nivell de corrent elevat, és a dir, a una tensió de porta força més gran que la llindar (on els dispositius semiconductors tenen el comportament més lineal). Aquest mode de funcionament provoca una dissipació de potència important en els transistors, fins i tot quan el PA

està en espera. Els PA de classe A són més lineals i complexes que els altres però, tal i com s'ha esmentat anteriorment, són molt ineficients i habitualment es destinen a aplicacions de baixa potència (telèfons de mans lliures).

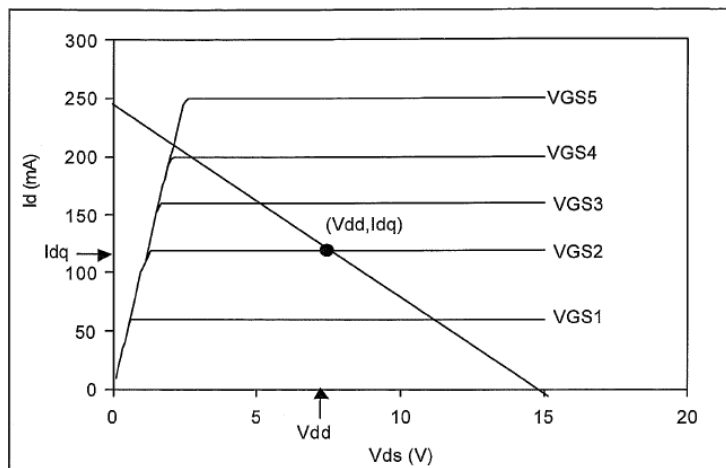


Figura 1.4. Recta de càrrega i punt de polarització d'un PA de classe A.

1.4.2. Amplificadors de Classe B

Els PA de classe B es destinen a aplicacions de baix cost on la qualitat no és el més important. Malgrat que són força més eficients que els PA de classe A, tenen una distorsió elevada quan el nivell de senyal és baix. Abans de l'arribada dels amplificadors integrats, els PA de classe B eren típicament els circuits dels ràdio despertadors, ràdios de butxaca o altres aplicacions on la qualitat del so no és crítica. Per exemple, els *drivers* de les sirenes són amplificadors que condueixen en ràfegues per produir un senyal de tipus d'ona quadrada (ref. 9).

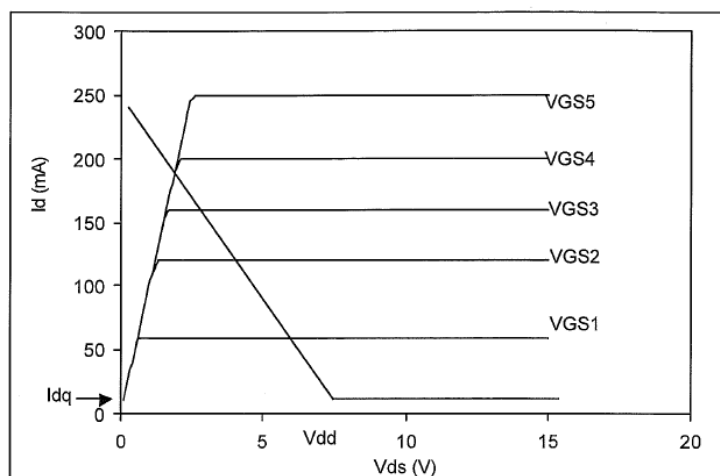


Figura 1.5. Recta de càrrega i punt de polarització d'un PA de classe B.

El transistor treballa a tensions properes de la seva tensió llindar i, per tant, només pot conduir durant el semicicle positiu (en el semicicle negatiu la tensió de porta està per sota del valor llindar) amb un consum molt menor que en el cas de la classe A. L'eficiència màxima teòrica que es pot assolir en un PA de classe B és del 78'5% tot i que els PA comercials tenen un eficiència del 50-60%. L'augment de l'eficiència s'aconsegueix a costa d'una significativa reducció de la linealitat. D'altra banda, la reducció de la potència de sortida es deguda la conducció en un semicicle.

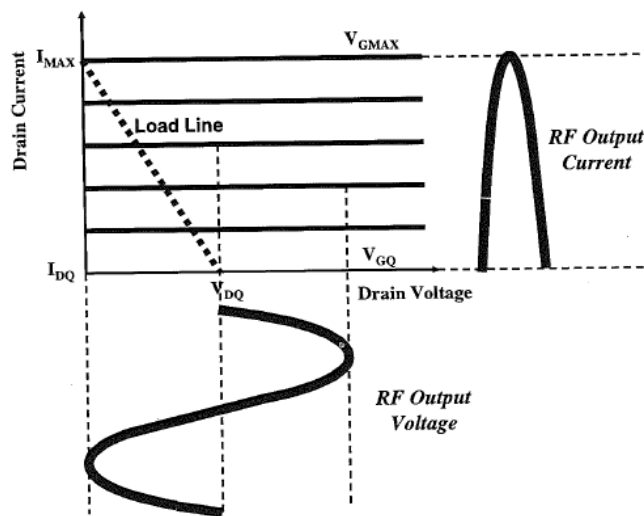


Figura 1.6. Recta de càrrega i formes d'ona de V_{ds} i I_d d'un amplificador (3).

1.4.3. Amplificadors de Classe AB

Les prestacions en termes d'eficiència i linealitat dels PA de classe AB se situen entre les dels PA de classe A i B. Actualment, el PA de classe AB és la més comú en "home stereo" i altres aplicacions similars. La seva eficiència és superior a la dels PA de classe B i la distorsió és igual de bona que en els PA de classe A. L'arquitectura AB és quasi igual que la B amb dos transistors de sortida. No obstant, els PA de classe AB difereixen dels de classe B en que presenten un corrent lliure de valor petit fluint del terminal positiu al negatiu, fins i tot si no hi ha senyal d'entrada. Aquest corrent és lleugerament superior als de classe B però no el suficient com per assemblar-se als de classe A i serveix per corregir quasi totes les no-linealitats associades amb la distorsió del filtre. S'anomenen de classe AB enlloc de A perquè amb senyals grans es comporten com un PA de classe B però amb senyals petits es comporten com un PA de classe A. La majoria dels PA disponibles en el mercat són de classe AB.

El principal inconvenient dels PA de classe A, a més de la seva baixa eficiència, és que quan la sortida és zero, els seus transistors dissipen una quantitat molt elevada d'energia. La utilització dels PA de classe B

permet un augment substancial en l'eficiència però es paga el preu de l'augment substancial de la distorsió. A més, quan el senyal de sortida és zero, la potència dissipada en els transistors és pràcticament zero. L'ús de PA de classe AB permet mantenir els avantatges de l'amplificador de classe B amb nivells de distorsió menors. Gràcies això, l'ús d'etapes de potència de classe AB és molt comú (ref. 7).

1.5 Els Transistors LDMOS per aplicacions de RF

El dispositiu actiu estudiat en aquest treball és el transistor d'efecte de camp en arquitectura lateral; LDMOSFET (de l'anglès *Laterally Diffused MOS Field Effect Transistor*). Aquests transistors tenen un comportament molt eficient en el rang de les microones.

1.5.1. Introducció històrica a la tecnologia MOSFET

La gran expansió de les telecomunicacions durant els anys 90 va originar una forta demanda de transistors per a sistemes de RF. Els primers transistors comercials destinats a aplicacions d'alta freqüència foren els transistors bipolars (BJT). L'any 1958 els BJT es fabricaven en substrats de Germani i eren capaços de commutar a freqüències superiors a 1GHz. Malgrat que el Germani presenta valors de mobilitat més elevats i és menys reactiu que el Silici, la seva banda prohibida (*Band Gap*) és més estreta que la del Silici, donant lloc a un increment excessiu del corrent de fuites quan la temperatura de funcionament de l'amplificador és elevada. Actualment, el Silici és el semiconductor més emprat en aplicacions de RF. No obstant, l'Arsenur de Gal·li (GaAs) mostra uns valors de mobilitat d'electrons i velocitat de saturació més elevats, essent un excel·lent candidat per a sistemes de RF pel seu bon rendiment en freqüència. De moment, la tecnologia de GaAs no es viable comercialment per aplicacions de gran consum (sí que ho és per entorns de forta radiació i temperatures extremes) però en un futur pot ser una dura competència pel Silici.

La continua reducció de les dimensions dels transistors MOSFET ha permès disminuir les capacitats paràsites de tal manera que ja al 1996 es van aconseguir mesurar $f_T = 100$ GHz en transistors amb una longitud de canal inferior a 1 μm , tot integrant circuits analògics i digitals en un mateix xip de Silici (ref. 6). Les propietats del Silici són molt apropiades per a sistemes de RF integrats, ja que la constant dielèctrica del SiO_2 és alta i sofreix escasses derives quan varia la freqüència i temperatura d'operació. A més a més, la seva conductivitat tèrmica és 3 vegades superior a la del GaAs, essent així una tecnologia adequada per integrar tots els components en un únic xip (ref. 5).

Gràcies al baix cost i a la millora de prestacions com a conseqüència de la miniaturització, la tecnologia de Silici ha dominat durant les últimes

dècades el sector de les telecomunicacions. El dispositiu de potència escollit per amplificar senyals de RF ha estat durant anys el LDMOS per la seva total compatibilitat amb la tecnologia CMOS, que permet abaratir costos de procés, i té unes excel·lents prestacions com a amplificador fins a 2 GHz. A la Figura 1.7 es mostra la situació actual dels transistors LDMOS, comparant-la amb transistors de RF integrats en altres tecnologies.

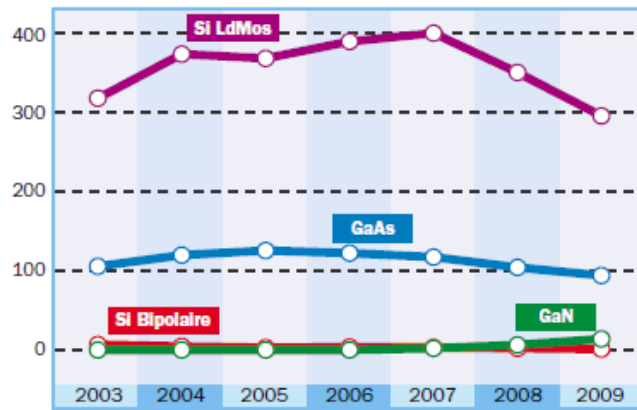


Figura 1.7. Comparativa de la demanda en milions d'euros i estimació pels propers anys dels transistors emprats en amplificadors de RF (font: *Strategy Analytics*).

Un dels principals problemes de la tecnologia de Silici per aplicacions de RF són les pèrdues de RF en el substrat en comparació amb dispositius equivalents integrats en GaAs. L'ús de substrats tipus SOI (*Silicon-On-Insulator*) ha permès reduir les capacitats paràsites dels dispositius i les pèrdues de RF, augmentant d'aquesta manera el factor de qualitat dels components passius integrats en el xip. A més, els substrats SOI permeten una integració més eficient de circuits de potència gràcies a la capacitat d'aïllament entre etapes de baixa i alta potència.

1.5.2. Introducció a l'ús de transistors LDMOS

A mitjans dels anys 90, els transistors de silici LDMOS van desplaçar els transistors bipolars BJT, per aplicacions d'alta potència en RF gràcies a la seva superior linealitat. Continues millores en el seu comportament durant diverses generacions de transistors han permès refinar l'estructura per oferir un guany i una eficiència adequats per aplicacions BTS en el rang de 0.8 a 2.2 GHz. Malgrat tot, la linealitat dels transistors LDMOS encara no és suficient per ser inclosos en circuits de linearització de realimentació dels amplificadors de BTS (ref. 3).

1.5.3. Característiques dels transistors LDMOS per RF

Actualment els transistors LDMOS d'alta freqüència són emprats per implementar amplificadors, oscil·ladors, interruptors, *shifters*, mescladors i filtres actius. La majoria d'aquestes aplicacions usen només BJTs de silici o MESFETs de GaAs. La tecnologia BJT en silici està molt desenvolupada i és molt més econòmica que la GaAs. Els BJTs permeten obtenir un guany elevat i una bona capacitat de potència a baixa freqüència mentre que els MESFETs de GaAs presenten un soroll menor i poden operar a freqüències molt elevades, comparades amb la màxima freqüència dels BJTs (10 GHz).

En aquesta secció es descriuen els circuits implementats amb transistors LDMOS i els models equivalents de petit senyal. El disseny de PAs té en compte les característiques dels terminals del transistor, expressades en funció de dels paràmetres S en termes de 2 ports, o en termes dels valors dels components del circuit equivalent. En el treball s'utilitzen normalment els paràmetres S , per la major facilitat de comprensió del guany, potència, estabilitat, ample de banda, soroll i requisits en DC (ref. 6).

1.5.4. Capacitats intrínseques i extrínseques del transistor LDMOS

El elements capacitius de què consta el transistor LDMOS es poden classificar en dos grups, els intrínsecs i els extrínsecs. Aquest treball es centra en les capacitats intrínseques, el valor de les quals depèn de la tensió aplicada als terminals del transistor. La Figura 1.8. il·lustra la secció transversal d'un transistor LDMOS, semblant als fabricats a la Sala Blanca del IMB, incloent les capacitats intrínseques entre els terminals de font, porta i drenador. Les capacitats extrínseques no depenen de la tensió aplicada al transistor i són, bàsicament, generades per la interacció electrostàtica entre els diferents metalls i la interacció de la perifèria del polisilici amb la difusió N^+ de font i drenador. Les capacitats extrínseques es mostren a la Figura 1.8.b.

Als Datasheets dels transistors LDMOS comercials, els valors d'aquestes capacitats es donen per unes condicions de polarització determinades, generalment en el punt de treball de l'amplificador. En aquest treball s'analitzen les capacitats del transistor LDMOS quan aquest està en saturació.

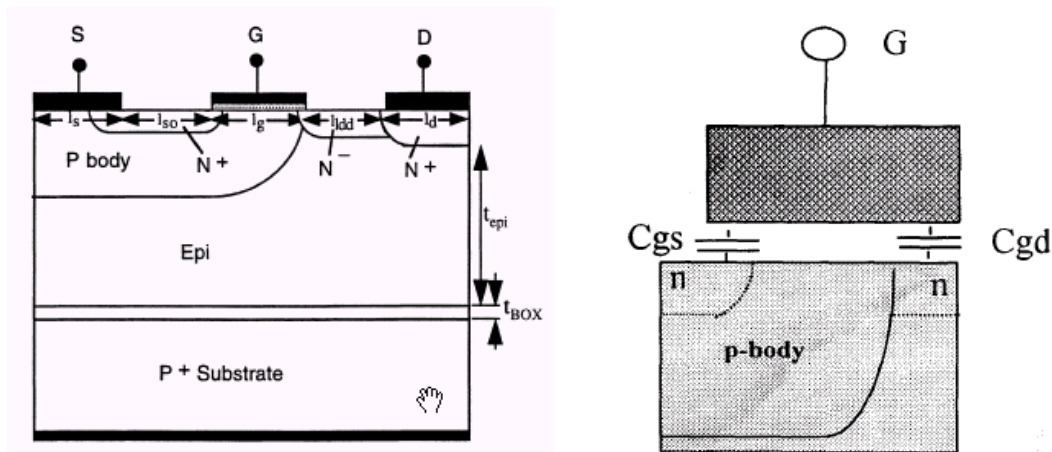


Figura 1.8. a) Secció transversal d'un transistor LDMOS en substrat SOI (7).
b) Capacitats paràsites del transistor LDMOS (8).

1.6. Avantatges i inconvenients dels transistors LDMOS

1. Són dispositius sensibles a la tensió amb una alta impedància d'entrada (de l'ordre de 10^7). Com que la impedància d'entrada és força més gran que la dels BJTs, són molt adequats per a l'etapa d'entrada d'un amplificador multietapa.
2. Generen un nivell de soroll inferior que els BJTs.
3. Són més estables amb els canvis de temperatura que els BJTs.
4. Són més fàcils de fabricar que els BJTs ja que solen requerir menys etapes fotolitogràfiques. La densitat d'integració dels transistors LDMOS és molt superior que la dels BJTs.
5. Es comporten com resistències variables controlades per tensió a valors petits de tensió drenador-font.
6. La impedància d'entrada permet emmagatzemar càrrega el temps suficient per permetre el seu ús com a element d'emmagatzematge.
7. Els LDMOS de potència poden dissipar una potència major i commutar corrents considerablement elevades.

També s'ha de deixar constància d'alguns inconvenients dels transistors LDMOS:

1. Els transistors LDMOS tenen una resposta en freqüència pobre degut a l'elevada capacitat a l'entrada.
2. Alguns tipus transistor LDMOS presenten una linealitat molt pobre.
3. Els transistors de porta MOS es poden malmetre al manejar-los degut a l'electricitat estàtica.

1.7. Bibliografia consultada

- 1.- J. Korhonen, "*Introduction to 3G Mobile Communications*", Ed. Artech House, 2001.
- 2.- S.C.Cripps, "*RF Power Amplifier for Wireless Communications*", Ed. Artech House, 1999.
- 3.- B. J. Baliga, "*Silicon RF Power Mosfets*", Ed. World Scientific. Copyright 2005
- 4.- G. González, "*Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*", Ed. Prentice Hall, New Jersey 1984.
- 5.- N.Pothecary, "*Feedforward Linear Power Amplifiers*", Ed. Artech House, 1999.
- 6.- D. M. Pozar, "*Microwave Engineering*", Ed. John Wiley & Sons, 2^a Ed, 1998
- 7.- Matsumoto S. "*Device Characteristics of a 30_V_Class Thin_Film SOI Power MOSFET*". IEEE Transaction on Electron Devices. Vol. 43, No. 5, Maig 1996.
- 8.- M. Trivedi et al. "*Design and modeling of bulk and SOI power LDMOSFETs for RF wireless applications*". Solid-State Electronics 44 (2000)

Pàgines webs consultades:

- 9.- <http://www.rocketroberts.com/techart/amp.htm>
- 10.- <http://ece.uprm.edu/~mtoledo/4202/libro-fall04.pdf>
- 11.- <http://en.wikipedia.org/wiki/Amplifier>

2. TEORIA DE LA TRANSMISSIÓ DE POTÈNCIA

2.1. Introducció a l'ús de circuits de microones

Un circuit de microones està format per elements passius (R,L,C), dispositius actius (transistors, díodes) i línies de transmissió. Donat que el seu funcionament ve descrit en termes de tensions i corrents, no resulta complicat trobar les expressions que corresponen al circuit equivalent en cada cas.

A baixa freqüència, els paràmetres anomenats Z , Y , i H serveixen per descriure la Xarxa Biport (Figura 2.1). Aquests paràmetres no poden ser mesurats a altes freqüències perquè els tests requerits de curtcircuit i circuit obert són difícils d'aconseguir en un rang de banda ampla de freqüències en el rang de les microones. Els paràmetres utilitzats en RF són els denominats com S (*scattering*).

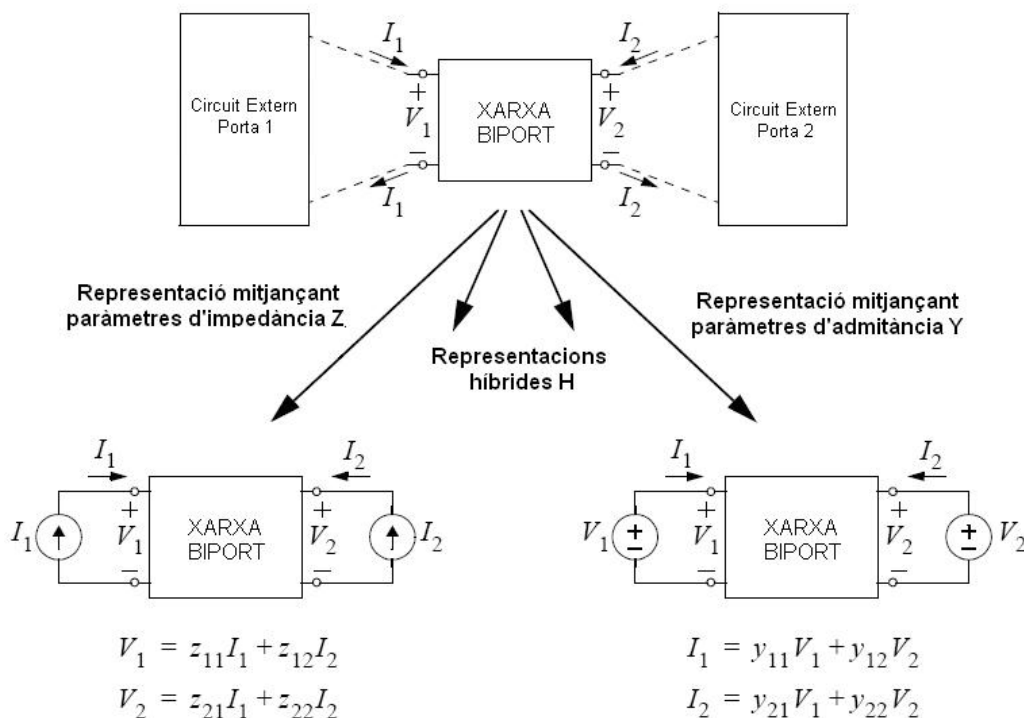


Figura 2.1. Característiques d'una Xarxa Biport

Les expressions dels 3 que caracteritzen la Xarxa Biport són:

- Paràmetres Z :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

- Paràmetres Y :

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

- Paràmetres H :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

Les matrius de Z i Y , presenten inconvenients a freqüències en el rang de les microones:

- a) Un desplaçament dels plans de referència produeix canvis en els valors de V_i i I_i definits per expressions no trivials (considerar, per exemple, la variació de la impedància al llarg de la línia de transmissió) i per tant, modificacions profundes a la forma de les matrius. En conseqüència, pot resultar complicat identificar 2 xarxes idèntiques però amb plans de referència diferents.
- b) Els elements V_i i I_i es mesuren en circuit obert o curtcircuit als plans de referència, i a freqüències en el rang de les microones:
 - b.1) És difícil aconseguir bons circuits oberts (una línia en circuit obert tendeix a radiar energia i per tant, presenta una impedància o admitància finita).
 - b.2) Tot i aconseguir bons curtcircuits i circuits oberts, no sempre és possible situar-los en el pla d'interès.
 - b.3) En el cas dels dispositius actius, un curtcircuit o circuit obert pot produir danys irreparables, oscil·lacions o altres efectes indesitjats.

També es poden descriure matrius híbrides (paràmetres H), que relacionen vectors mixtos formats per tensions i corrents.

La peculiaritat del comportament (ones positives i negatives, coeficients de reflexió, etc.) d'aquests 3 tipus de paràmetres descrits en circuits lineals dona lloc a la definició dels Paràmetres de Dispersió (S) que aporten informació rellevant sobre la propagació en un circuit, tal i com es descriu en capítols posteriors.

2.2. Definició de la Matriu de Dispersió de Paràmetres S

Els paràmetres S es poden descriure en termes d'ones incidents i ones reflectides mitjançant les relacions d'amplituds, on a indica ona incident i b indica ona reflectida, i serveixen per caracteritzar el comportament d'una xarxa biport (Figura 2.2). Encara que l'ús principal dels paràmetres S en aquest document és la caracterització del comportament d'una xarxa biport (anomenada també quadripol), aquests paràmetres també es poden emprar per caracteritzar xarxes que disposin de n ports (ref. 1). Aquests paràmetres permeten treballar de forma eficient ja que es mesuren d'una manera més directa i senzilla que les impedàncies, admitàncies o paràmetres híbrids. Resulta fàcil incorporar posteriorment línees de transmissió, guies d'ona, cavitats o altres elements al món dels circuits equivalents analitzables en termes de tensions i corrents (ref. 2).

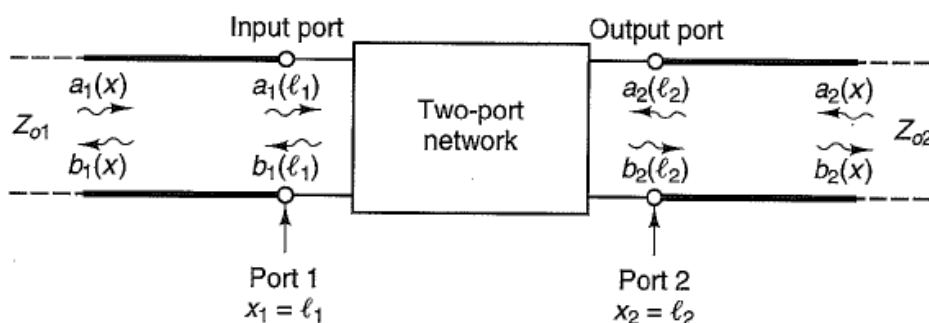


Figura 2.2. Ones d'incidència i reflexió en una xarxa biport (1).

La matriu de *scattering* (1.4) es forma a partir dels paràmetres S que representen els coeficients de reflexió (S_{11} i S_{22}) i de transmissió (S_{12} i S_{21}). Aquests paràmetres s'han obtingut a partir de l'ona incident ($a_1(\ell_1)$ i $a_1(\ell_1)$) i de l'ona reflectida ($b_1(\ell_1)$ i $b_2(\ell_2)$). La matriu s'expressa com:

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \quad (1.4)$$

on cadascun dels coeficients s'extreu a partir de:

- El coeficient de reflexió a l'entrada amb el port 2 adaptat

$$S_{11} = \left. \frac{b_1(\ell_1)}{a_1(\ell_1)} \right|_{a_2(\ell_2)=0} \quad (1.5)$$

- El coeficient de transmissió a l'entrada amb el port 1 adaptat

$$S_{12} = \left. \frac{b_1(l_1)}{a_2(l_2)} \right|_{a_1(l_1)=0} \quad (1.6)$$

- El coeficient de transmissió a la sortida amb al port 2 adaptat

$$S_{21} = \left. \frac{b_2(l_2)}{a_1(l_1)} \right|_{a_2(l_2)=0} \quad (1.7)$$

- El coeficient de reflexió a la sortida amb el port 1 adaptat

$$S_{22} = \left. \frac{b_2(l_2)}{a_2(l_2)} \right|_{a_1(l_1)=0} \quad (1.8)$$

Els paràmetres S són idonis per entendre el comportament del la transmissió de potència en el transistor i es poden convertir de manera senzilla en paràmetres Z , Y , o H en qualsevol moment a partir de la taula de conversions descrita a l'annex C d'aquesta memòria.

2.3. Guanys del Transistor de Potència en funció dels Paràmetres S extrets dels dissenys circuitals

Les figures de mèrit (FOM 's) que caracteritzen millor un transistor de potència i permeten fer una comparació entre diferents dispositius són el guany de corrent G_I , el guany de potència G_P , la freqüència de tall f_T i la freqüència màxima de funcionament f_{max} . En el capítol 3 d'aquesta memòria es descriu el valor d'aquests paràmetres per cada un dels models circuitals per tal de poder fer una comparació entre les diferents aproximacions circuitals del transistor LDMOS per amplificació estudiades en aquest treball.

Existeix una altra manera d'expressar el Guany de Potència G_P en funció dels paràmetres S , anomenat Guany de Potència Unilateral (U). Aquest guany del transistor de potència en RF, es mesura considerant que el paràmetre de transmissió S_{12} de la xarxa biport és negligible (ref. 3).

El guany de potència s'expressa com indica l'equació (1.9).

$$U = \frac{|S_{12}| |S_{21}| |S_{11}| |S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (1.9)$$

El guany de corrent G_I es pot expressar en funció dels paràmetres S :

$$H_{21} = \frac{-2 \cdot S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}} \quad (1.10)$$

2.4. Importància de l'adaptació de la xarxa biport

A la xarxa biport s'ha considerat $Z_L = 50 \Omega$ per tal que estigui adaptada i evitar reflexions d'ona (ref. 4) al port 2 (Figura 2.3) tenint en compte que la impedància característica sigui de $Z_o = 50 \Omega$ per a una línia sense pèrdues. Qualsevol impedància mal adaptada acabarà provocant pèrdues de potència (*ML*, *mismatch loss*) en el sistema. Perquè això no succeeixi, el coeficient de reflexió a la resistència de càrrega ha de ser nul.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = 0 \quad (1.11)$$

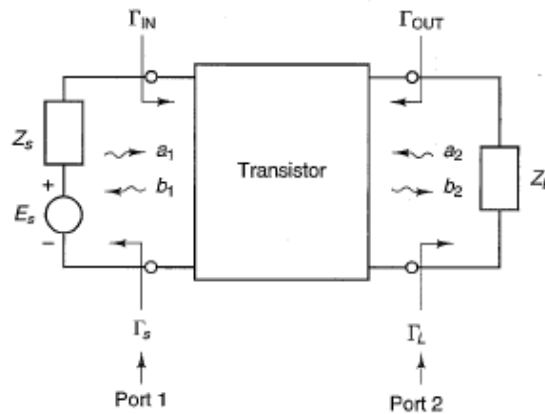


Figura 2.3. Representació dels coeficients de reflexió del quadripol (1).

2.4.1. Xarxes d'impedàncies adaptades

L'adaptació de les xarxes sorgeix degut a que els amplificadors, per tal d'entregar la màxima potència a la càrrega, ha de ser acabada apropiadament als 2 ports; al d'entrada i al de sortida. El transistor, per tal d'entregar la màxima potència a la resistència de càrrega, ha de disposar de les impedàncies de Z_s i Z_L . El port d'entrada ha d'estar adaptat amb una impedància de font Z_s de 50Ω . I el port de sortida també ha d'estar adaptat amb impedància de càrrega Z_L de 50Ω (ref. 1).

2.4.2. Disseny d'amplificació amb paràmetres S

Els paràmetres S caracteritzen qualsevol dispositiu RF a diferents freqüències i punts de polarització per tal que el dissenyador pugui calcular el guany del dispositiu, les pèrdues de retorn, l'estabilitat i les impedàncies d'entrada i sortida. Coneixent les impedàncies dels ports del transistor, es pot dissenyar la xarxa adaptada mitjançant una impedància pròxima adaptada d'etapa a etapa. Aquesta adaptació és vital perquè la potència màxima sigui alliberada a la càrrega amb unes pèrdues elevades de retorn (mínima potència reflectida cap a la font des de la càrrega). L'adaptació d'impedàncies en dispositius actius és essencial ja que el transistor típic no tindrà una resistència Z_{in} i Z_{out} de $50\ \Omega$ i la seva reactància variarà en freqüència.

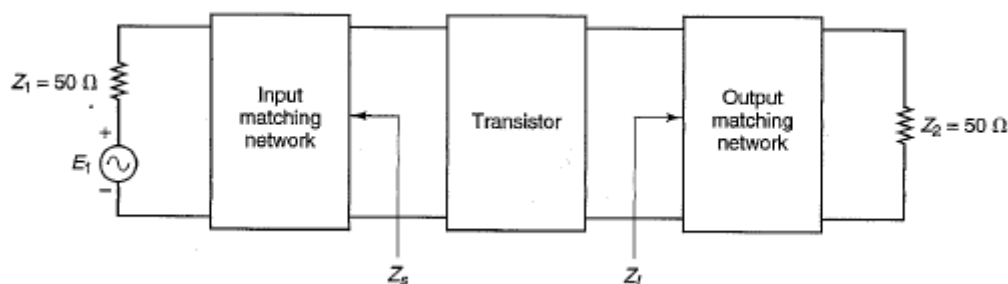


Figura 2.4. Diagrama de blocs de l'amplificador de potència de RF (2).

Quan es dissenyen xarxes d'adaptació a partir dels paràmetres S dels biports d'un transistor s'ignora qualsevol efecte de la xarxa polaritzada en DC sobre aquests paràmetres. Això només és vàlid si es produeixen petites quantitats de retroalimentació de RF a alta freqüència. D'aquesta manera, els paràmetres S seran satisfactoris per computar no només amb xarxes adaptades, sinó també en simulacions de les respostes del circuit (ref. 4).

2.5. Bibliografia consultada

- 1.- G. González, *"Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design"*, Ed. Prentice Hall, New Jersey 1984.
- 2.- J. Bara. Termes, *"Circuitos de microondas con lineas de transmisión"* Ed. UPC , SL., 1994
- 3.- D. M. Pozar, *"Microwave Engineering"*, Ed. John Wiley & Sons, 2^a Ed, 1998
- 4.- Cotter W. Sayre, *"Complete Wireless Design"*, Ed. Mc.Graw-Hill Telecom Engineering. Copyright 2001

3. ESTUDI EN PETIT SENYAL D'UN TRANSISTOR LDMOS EN SUBSTRATE THIN-SOI

En aquest capítol es procedirà a fer l'anàlisi d'un transistor LDMOS de potència mitjançant quatre aproximacions circuitals diferents en petit senyal per poder entendre millor el comportament del transistor. Aquests models circuitals descriuen (amb un grau de precisió diferent en cada cas) el comportament d'un transistor LDMOS en funció de la seva complexitat. L'estudi comença amb un cas ideal i continua amb configuracions cada vegada més ajustades a un transistor LDMOS real.

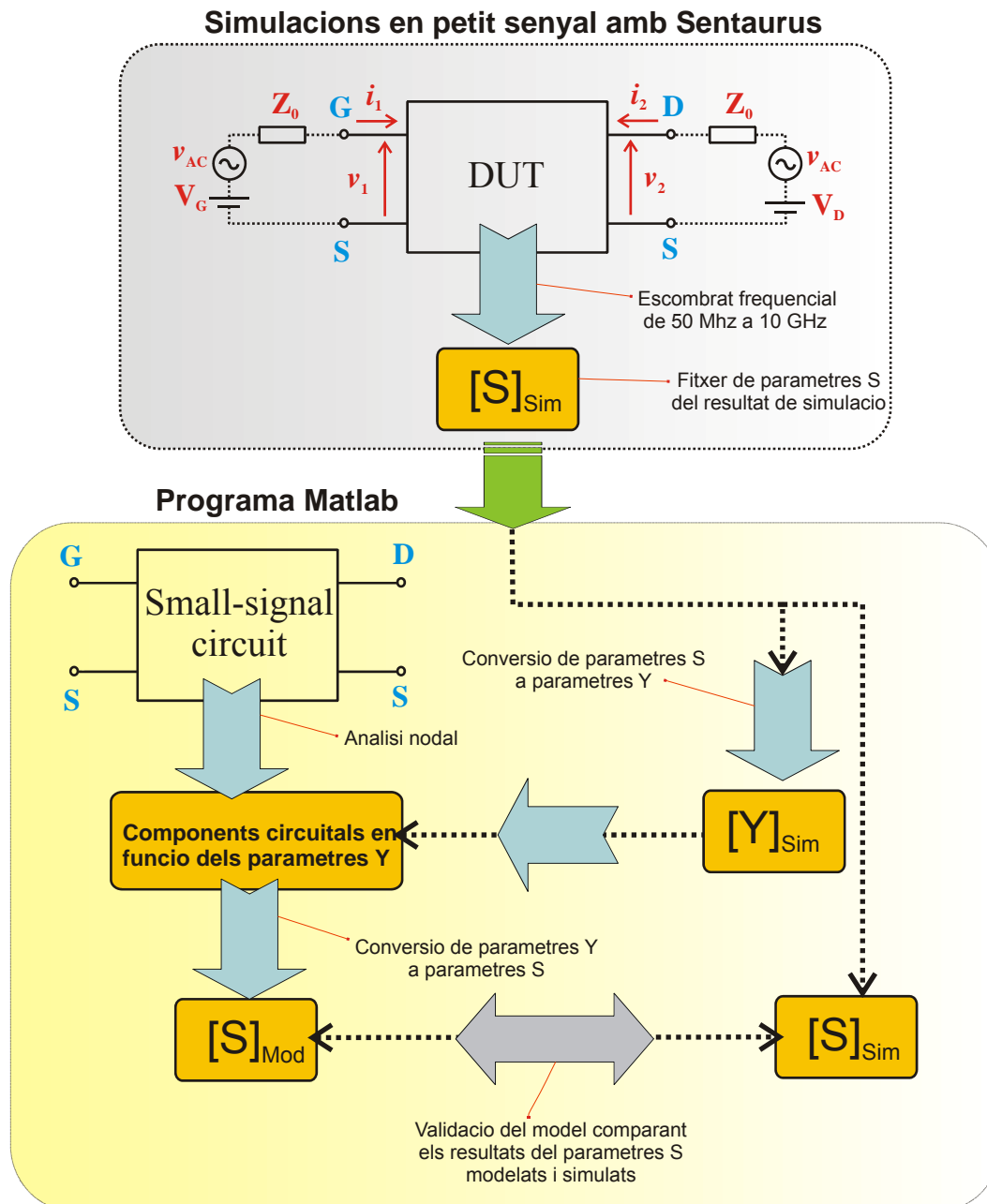
Per analitzar en petit senyal un transistor LDMOS integrat en un substrate Thin-SOI cal conèixer els valors dels paràmetres S obtinguts mitjançant simulacions de l'estructura LDMOS. Els fitxers de paràmetres S procedents de simulació contenen les parts reals i imaginàries d'aquests paràmetres en un rang de freqüències que va des dels 50 MHz fins als 10 GHz. Aquestes dades permeten extreure algunes de les *FOM's* (*Figures of Merit*) de RF més importants, com ara el guany de corrent (G_I) i el guany de potència (G_P) emprant les expressions típiques dels guanys en funció dels paràmetres S (annex 2) (ref. 1).

Una altra manera de determinar els guanys G_I i G_P és utilitzant models circuitals equivalents en petit senyal i calcular aquests guanys en funció dels elements de cada circuit. En aquest sentit, s'ha dut a terme un estudi matemàtic de quatre models circuitals (de menys a més complexe) per mitjà de l'anàlisi nodal (annex 1) i de les lleis de Kirchoff i s'ha realitzat un estudi paral·lel per simulació numèrica. Les expressions de G_I i G_P podran ser així determinades.

La simulació dels transistors LDMOS s'ha realitzat amb els simuladors d'elements finits (ref. 2) disponibles a l'Institut de Microelectrònica de Barcelona (IMB) (ref. 3). Un vegada definida l'estructura física del transistor amb les eines CAD (ref. 2) de disseny, s'han realitzat (ref. 4) simulacions en petit senyal polaritzant el transistor en les condicions de saturació típiques en amplificadors de classe A i A-B amb els elèctrodes de font i substrat curtcircuitats: 28 V de drenador i 4 V de porta.

Un cop definits els circuits equivalents de petit senyal utilitzats en aquest estudi, es procedeix a l'extracció dels elements intrínsecs de cadascun d'ells. L'anàlisi nodal (annex 1) permetrà representar cada element del circuit en funció dels paràmetres Y del disseny circuital del transistor simulat prèviament. Un cop extrets els valors d'aquests elements circuitals, comprovarem el nivell d'ajust entre els circuits equivalents i les dades de simulació comparant els paràmetres S obtinguts en cada cas.

D'aquesta manera podem determinar la fiabilitat del circuit que descriu el transistor LDMOS simulat. Els paràmetres S s'han calculat mitjançant el software *Matlab* 7.0 (ref. 4) creant un programa per a cada model circuital (annex 2). La taula d'equivalències entre els paràmetres S i els Y i Z es pot veure a l'annex 3. La Figura 3.1 mostra un esquema de tot el procés de validació dels circuits equivalents en petit senyal.



En quant als circuits equivalents estudiats en aquest capítol, cal destacar que quan més elements intrínsecs es tenen en compte, més gran serà el fiteig amb les simulacions, per tant l'últim dels dissenys circuitals implementats és el que més s'acosta al comportament d'un transistor LDMOS real (en ell es tenen en compte més elements intrínsecs que en els altres tres dissenys).

La comparació entre els paràmetres S simulats i els modelats ens permet comprovar el nivell d'aproximació de cada disseny circuital d'una manera senzilla i eficaç. Per facilitar aquesta comparació caldrà recórrer a la representació dels Diagrames Polars i les Cartes de Smith dels paràmetres S . Per últim, es mostraran el guany de corrent i de potència en cada cas, analitzant així l'eficiència de cada model circuital tractat. A continuació es compararan les potències d'entrada i sortida en funció de la freqüència d'operació, i de l'amplada del canal del transistor W (Width).

S'ha considerat necessari afegir una explicació més detallada de la quarta aproximació circuital, ja que es tracta de la més complexa i propera, en termes de comportament, a la configuració del transistor de potència LDMOS simulat. En aquests apartats, s'han inclòs les gràfiques de les variacions del guany en tensió (Δ_v) en funció de la freqüència d'operació considerant tres amplades de canal del transistor ($W = 10^2, 10^3, 10^4 \mu\text{m}$) per servir de guia a l'hora de dissenyar un transistor.

S'han calculat les gràfiques de la variació de la freqüència de tall (f_T) i de la freqüència màxima d'operació (f_{max}) en funció del Δ_v per tal de tenir una referència de la influència de l'amplada del canal del transistor sobre aquests paràmetres. Seguidament, s'ha representat la dependència de f_T i f_{max} en funció de les variacions percentuals dels elements intrínsecs per valors de Δ_v de 10 i 50. La variació de f_T i f_{max} en funció dels elements intrínsecs, ens pot donar informació molt vàlida de quins són els paràmetres de disseny més importants dels transistors LDMOS per augmentar les seves prestacions en freqüència.

En aquest estudi s'han utilitzat els Diagrames de Smith dels paràmetres de reflexió del biport S_{11} i S_{22} considerant tres valors de capacitat C_{gdi} diferents (un multiplicat per 1, l'altre per 10 i l'últim per 50) per tal de poder estudiar la influència d'aquesta capacitat en el retorn i les pèrdues de potència. Finalment, la gràfica dels guanys de potència G_P i corrent G_I en funció de la freqüència, per cadascuna de les tres capacitats permetrà fer una estimació de l'ample de banda BW d'operació en cada cas.

Finalment es representa una gràfica de l'evolució dels elements intrínsecs tractats de la quarta aproximació circuital (capacitats, conductància i transconductància) en funció de la tensió de porta V_g , per una tensió de V_d

de 28 volts per determinar quin dels paràmetres queda més afectat quan variem la tensió que apliquem al terminal G del transistor LDMOS.

Els principals paràmetres de disseny de l'estructura LDMOS simulada amb eines de TCAD, representada a la Figura 4.2, són les següents:

- Longitud de la regió de deriva (L_{LDD}) de $3.5 \mu\text{m}$.
- Gruix de la capa activa de Silici (T_{SOI}) i de la capa d'òxid enterrat (T_{BOX}) de $1 \mu\text{m}$.
- Longitud del polisilici de l'elèctrode de porta (L_{Poly}) de $1.2 \mu\text{m}$.
- Longitud total del transistor de $10 \mu\text{m}$.

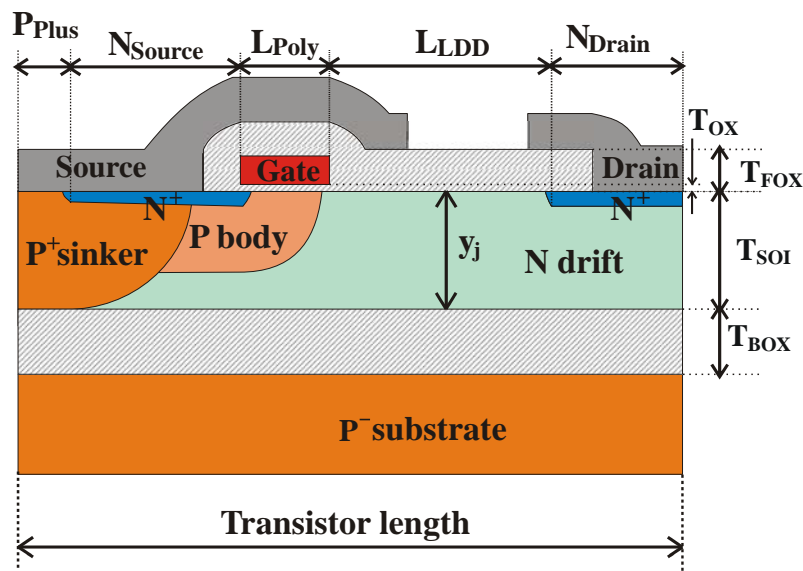


Figura 3.2. - Secció transversal de l'estructura LDMOS de potència en substrats Thin-SOI simulada amb eines TCAD.

3.1. Primer model equivalent en petit senyal

El primer circuit que descriu el comportament en petit senyal del transistor LDMOS de potència (Figura 3.3.) només incorpora un generador de tensió alterna (v_{in}) de petit senyal que alimenta el circuit en alta freqüència, una resistència de càrrega (R_L) que permet obtenir la tensió a la sortida (v_{out}) del biport i una capacitat C_{gsi} connectada entre els terminals de porta (G ; Gate) i de font (S ; Source). El subíndex i indica components intrínsecs al dispositiu, és a dir, que la seva magnitud depèn de la polarització del transistor. També inclou una font de corrent, dependent de la tensió d'entrada (v_{in}) i de la transconductància (g_{mi}) del transistor.

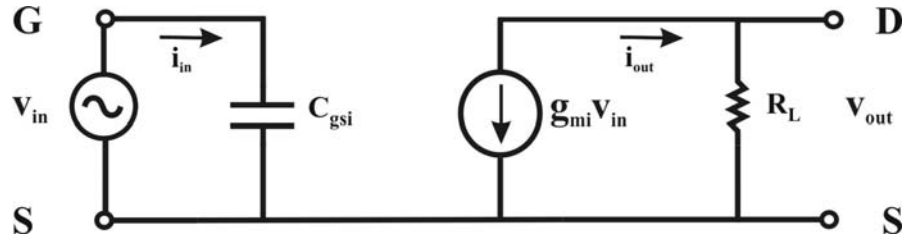


Figura 3.3. - Primer model equivalent en petit senyal del transistor LDMOS

La transconductància és el paràmetre elèctric que descriu la variació del corrent en el canal MOS en funció de la tensió de porta aplicada.

$$g_{mi} = \frac{\partial i_{ds}}{\partial v_{gs}} \quad (3.1)$$

3.1.1. Extracció de la matriu d'admitàncies del primer model

Per comprovar l'efectivitat del primer circuit equivalent cal obtenir la matriu d'admitàncies modelada ($[Y]_{mod}$) a partir dels valors dels elements actius i passius del circuit i fer després una conversió simple a paràmetres S fent servir les taules de conversió de l'annex 3 i obtenint la matriu de paràmetres S modelats ($[S]_{mod}$).

El mètode matemàtic per calcular la solució de la matriu Y resultant de cada model circuital a partir dels elements que el formen es descriu a l'annex 1 (anàlisi nodal) i dóna lloc als següents resultats.

- Matriu Elements Passius $[Y_p]$

$$Y_p = \begin{pmatrix} j\omega C_{gsi} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

- Matriu Elements Actius $[Y_A]$

$$Y_A = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ g_{mi} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

- Matriu Total $[Y_T]$ resultant

La matriu de paràmetres Y_T és el resultat de la suma de les dues matrius del circuit obtingudes amb anterioritat.

$$Y_T = Y_P + Y_A = \begin{pmatrix} j\omega C_{gsi} & 0 \\ g_{mi} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

- Components Intrínsecs extrets

A continuació s'extreuen els paràmetres intrínsecs a partir de la matriu d'admitàncies, on ω és freqüència angular ($\omega = 2\pi f$).

$$g_{mi} = \Re\{Y_{21}\} \quad (3.5)$$

$$C_{gsi} = \frac{\Im\{Y_{11}\}}{\omega} \quad (3.6)$$

3.1.2. Validació del primer model circuital

Els guanys del transistor a l'entrada i la sortida del circuit, és a dir, els paràmetres S_{12} i S_{21} s'han representat mitjançant el diagrama polar de la Figura 3.4 on es mostra una comparació de l'evolució dels coeficients de transmissió (S_{ij}) simulats i modelats pel circuit de la Figura 3.3. en funció de la freqüència d'operació. Es pot apreciar en la Figura 3.4.a que el valor de S_{12} modelat apareix com un punt invariable al centre del diagrama. Això és degut a que $Y_{12} = 0$ al no considerar elements passius entre els ports d'entrada (G) i sortida (D), tal i com es pot veure a la Figura 3.3. Els paràmetres S_{21} (Figura 3.4.b) mostren una bona coincidència entre la simulació i el model ja que Y_{21} està definit per g_m (Equació (3.4)).

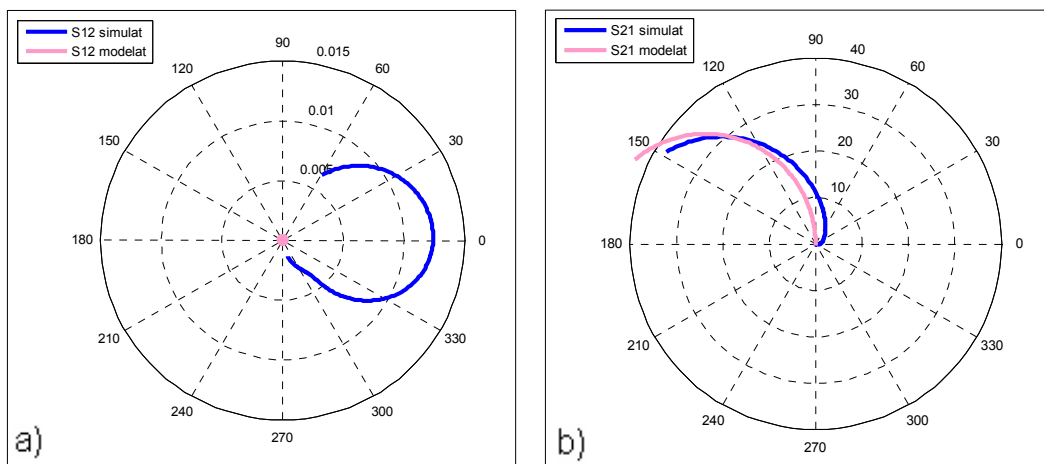


Figura 3.4. – Evolució dels paràmetres de transmissió a) S_{12} i b) S_{21} simulats i modelats en funció de la freqüència d'operació

Els coeficients de reflexió (S_{ii}) també s'han representat en una carta de Smith per visualitzar de forma simple els paràmetres de reflexió S_{11} (anomenats també pèrdues de retorn) i S_{22} , corresponents a l'entrada i la sortida del circuit biport, respectivament.

Els resultats de simulació i del model corresponents al coeficient S_{11} (Figura 3.5.a) indiquen l'existència d'una component resistiva al port d'entrada que no s'ha tingut en compte en el model circuital on només es considera una capacitat paràsita C_{gsi} . Aquest efecte es reflexa a la carta de Smith on l'evolució de S_{11} simulada segueix el cercle de reactància negativa constant fins a freqüències molt elevades, on disminueix l'aportació resistiva. Per altre banda, l'evolució de S_{11} modelada es situa a l'exterior de la carta de Smith ja que només considera la capacitat C_{gsi} .

L'evolució de la reflexió al port de sortida (S_{22}), mostrada a la Figura 3.5.b mostra que la impedància de sortida actua com un circuit obert ($Y_{22} = 0$) ja que no s'ha definit cap component intrínsec passiu entre drenador i font. Així, el valor modelat de S_{22} queda fixat al punt de resistència infinita a la carta de Smith, tal i com es veu a la Figura 3.5.b, amb un comportament en circuit obert.

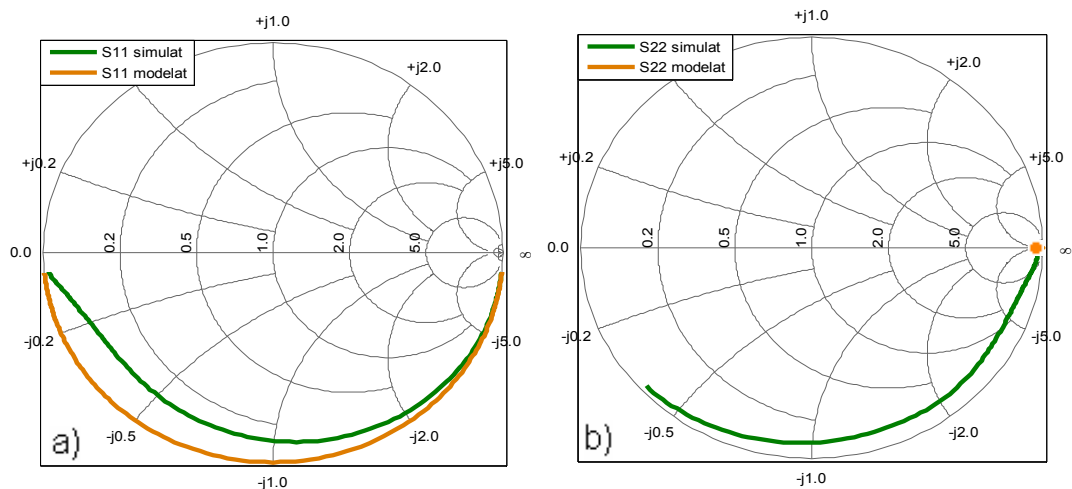


Figura 3.5. – Evolució dels paràmetres de reflexió a) S_{11} i b) S_{22} simulats i modelats en funció de la freqüència d'operació.

3.1.3. Extracció de G_I i G_P del primer model circuital

El guany de corrent (G_I) es defineix com la relació que hi ha entre el corrent de sortida (i_{out}) i el corrent d'entrada (i_{in}). Per tant, en cadascun dels circuits en petit senyal s'ha d'analitzar el corrent de sortida i el d'entrada.

Les expressions dels corrents i_{in} i i_{out} que s'han de definir prèviament són:

$$i_{in} = \omega C_{gsi} v_{in} \quad (3.7)$$

$$i_{out} = -g_{mi} v_{in} \quad (3.8)$$

A partir de les equacions (3.7) i (3.8) es pot trobar l'expressió de G_I (3.9) en funció dels elements circuitals.

$$G_I = \frac{|i_{out}|}{|i_{in}|} = \frac{g_{mi}}{\omega C_{gsi}} \quad (3.9)$$

El guany de potència (G_P) es defineix com la relació que hi ha entre la potència a de sortida (P_{out}) (Equació (3.11)) i la potència d'entrada (P_{in}) (Equació (3.10)). Per tant, es necessari determinar el valor d'ambdues potències a partir dels corrents obtinguts en cada cas.

$$P_{in} = v_{in} i_{in} = \omega C_{gsi} v_{in}^2 \quad (3.10)$$

sabent que $v_{out} = i_{out} R_L$,

$$P_{out} = v_{out} i_{out} = v_{in}^2 g_{mi}^2 R_L \quad (3.11)$$

Finalment obtenim G_P a partir de les Equacions (3.10) i (3.11))

$$G_P = \frac{|P_{out}|}{|P_{in}|} = \frac{g_{mi}^2 R_L}{\omega C_{gsi}} \quad (3.12)$$

Els guanys de corrent i de potència aporten informació sobre la freqüència de tall (f_T) i la freqüència màxima (f_{max}) de funcionament del transistor, respectivament.

La freqüència de tall (f_T) es defineix com la freqüència on $G_I = 1$ (0 dB). Cal remarcar que f_T està relacionada amb el guany de corrent h_{21} , que depèn de la freqüència i, per a valors elevats, decreix amb pendent de -20dB/dec per a qualsevol tipus de transistor.

La freqüència màxima (f_{max}) es defineix com la freqüència on $G_P = 1$ (0 dB). En termes pràctics, f_{max} és la freqüència màxima a la que pot treballar un transistor en mode d'amplificació. A $f > f_{max}$ el transistor atenua el senyal que rep.

Les expressions de f_T i f_{max} obtingudes a partir del primer model de circuit són les següents:

$$f_T = \frac{g_{mi}}{2\pi C_{gsi}} \quad (3.13)$$

$$f_{max} = \frac{g_{mi}^2 R_L}{2\pi C_{gsi}} \quad (3.14)$$

Els resultats obtinguts del model corresponents a G_I i G_P s'han representat a la Figura 3.6, amb $f_{max} = 36$ GHz i $f_T = 3.1$ GHz.

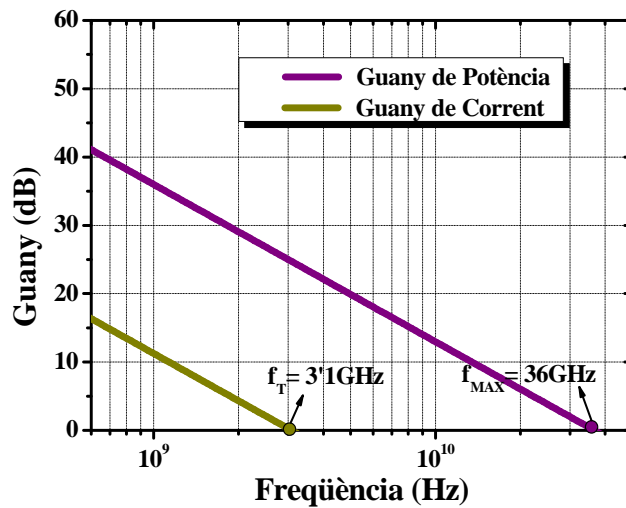


Figura 3.6. – Guanys de corrent i potència obtinguts amb el primer model circuital.

3.2. Segon model equivalent en petit senyal

El segon model equivalent en petit senyal afegeix una capacitat intrínseca (C_{dsi}) entre drenador (*Drain*) i font (*Source*). L'esquema de la Figura 3.7 mostra el corrent de sortida circulant a través de la resistència de càrrega, igual que el primer cas, però no coincideix amb el valor de la font de corrent dependent de la tensió d'entrada i de la transconductància del transistor. És a dir, apareix un divisor de corrent produït per la capacitat C_{dsi} que acumula part del corrent de sortida.

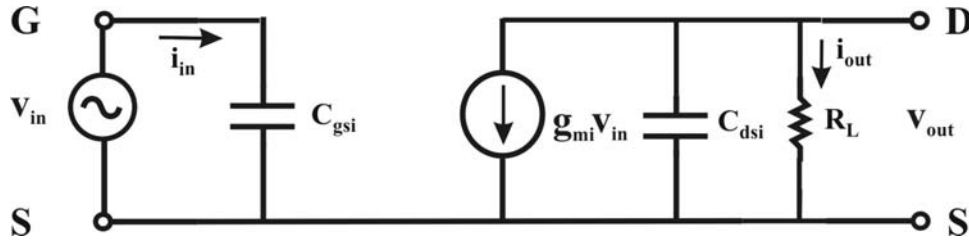


Figura 3.7. - Segon model equivalent en petit senyal del transistor LDMOS.

3.2.1. Extracció de la matriu d'admitàncies del segon model circuital

- Matriu Elements Passius [Y_p]

$$Y_p = \begin{pmatrix} j\omega C_{gsi} & 0 \\ 0 & j\omega C_{dsi} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

- Matriu Elements Actius [Y_A]

$$Y_A = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ g_m & 0 \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

- Matriu Total [Y_T] resultant

L'equació (3.17) descriu la matriu de paràmetres Y_T resultant de la suma de les matrius d'elements passius i actius del circuit

$$Y_T = Y_p + Y_A = \begin{pmatrix} j\omega C_{gsi} & 0 \\ g_m & j\omega C_{dsi} \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

- Components Intrínsecs extrets

Els paràmetres intrínsecs es calculen a partir de les admitàncies.

$$g_m = \Re\{Y_{21}\} \quad (3.18)$$

$$C_{gsi} = \frac{\Im\{Y_{11}\}}{\omega} \quad (3.19)$$

L'element intrínsec addicional es calcula com:

$$C_{dsi} = \frac{\Im\{Y_{22}\}}{\omega} \quad (3.20)$$

3.2.2. Validació del segon model circuital

La radiació dels paràmetres S_{21} de transmissió es pot veure a la Figura 3.8, en la que no s'ha inclòs S_{12} ja que presenta el mateix Diagrama Polar que en el primer model circuital amb una configuració idèntica del port d'entrada és la mateixa (Figura 3.4.a). El paràmetre S_{21} simulat evoluciona de forma anàloga al primer model circuital (Figura 3.8) mentre que el paràmetre S_{21} modelat s'acosta molt més al paràmetre simulat gràcies a l'addició de la capacitat intrínseca C_{dsi} . El mòdul dels paràmetres S_{21} simulat i modelat disminueix a mesura que augmenta la freqüència d'operació fins arribar al centre del Diagrama Polar.

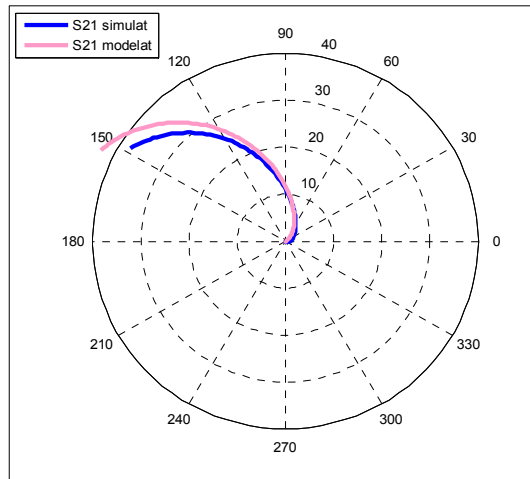


Figura 3.8. - Evolució dels paràmetres de transmissió S_{21} simulat i modelat en funció de la freqüència d'operació.

El paràmetre de reflexió S_{11} presenta el mateix comportament que en el cas anterior (Figura 3.5.a), tant simulat com modelat. A la Figura 3.9, el paràmetre S_{22} modelat ja no val infinit sinó que s'apropa al comportament del paràmetre simulat. També es pot afirmar que segueix una trajectòria purament capacitiva i a mesura que augmenta la freqüència, també ho fa la reactància, és a dir, C_{dsi} és una capacitat ideal sense part resistiva.

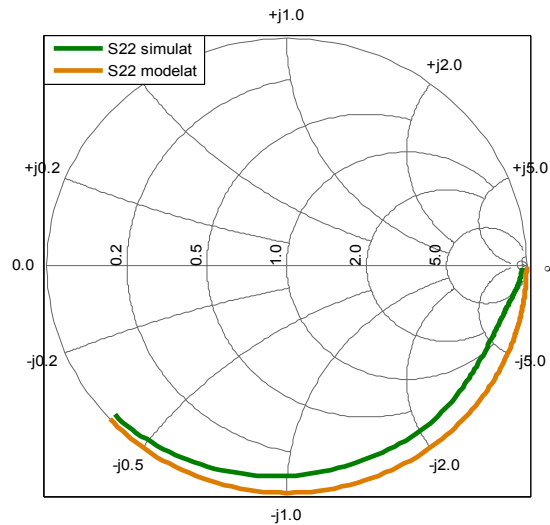


Figura 3.9. – Evolució del paràmetre de reflexió S_{22} simulat i modelat en funció de la freqüència d'operació.

3.2.3. Extracció de G_I i G_P del segon model circuital

La introducció d'un nou element connectat al drenador i a la font, no modifica ni el corrent d'entrada (Equació (3.7)) ni l'expressió de la potència (Equació (3.10)). Per contra, la tensió de sortida queda modificada pel nou component, tal i com es pot veure a l'equació (3.22). La nova expressió de la potència de sortida s'indica a l'equació (3.23).

$$i_{out} = \frac{g_m v_{in}}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{dsi}^2 R_L^2}} \quad (3.21)$$

$$v_{out} = \frac{g_m v_{in} R_L}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{dsi}^2 R_L^2}} \quad (3.22)$$

$$P_{out} = \frac{g_m^2 v_{in}^2 R_L}{1 + \omega^2 C_{dsi}^2 R_L^2} \quad (3.23)$$

Finalment, els guanys s'escriuen com (Equació (3.24) i (3.25)).

$$G_I = \frac{g_m}{\omega C_{gsi} \sqrt{1 + \omega^2 C_{dsi}^2 R_L^2}} \quad (3.24)$$

$$G_P = \frac{g_m^2 R_L}{\omega C_{gsi} (1 + \omega^2 C_{dsi}^2 R_L^2)} \quad (3.25)$$

Per determinar la nova expressió de f_T i f_{max} , s'ha d'aïllar el terme ω de les expressions (3.24) i (3.25), respectivament. L'expressió que s'obté no és tancada a causa dels termes quadràtics. Per tant, es faciliten només els valors numèrics obtinguts en cadascun dels casos.

Els valors de f_T i f_{max} són significativament diferents dels obtinguts amb el primer model circuital. Els valors de f_T i f_{max} han disminuït un 22'6 i un 81'1 %, respectivament. Es pot afirmar que quan més reflecteix el model un transistor LDMOS d'amplificació, més es redueix el rang de freqüència d'operació. El valor de f_{max} obtingut, que es mostra a la Figura 3.10 és de 6'8 GHz.

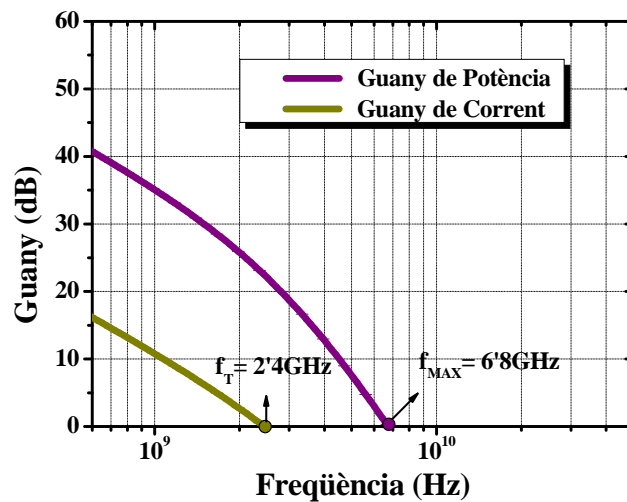


Figura 3.10. – Guanys de corrent i potència obtinguts amb el segon model circuital.

3.3. Tercer model equivalent en petit senyal

El tercer model equivalent en petit senyal incorpora una resistència intrínseca, (R_{gsi}) connectada als terminals de font i drenador que aporta una disminució del corrent de sortida que circula per R_L ja que introdueix un nou terme al divisor de corrent, repartint el corrent per tres branques.

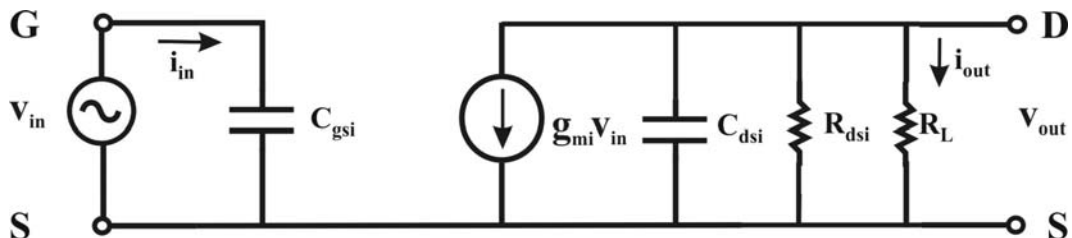


Figura 3.11. - Tercer model circuital del transistor LDMOS

3.3.1. Extracció de la matriu d'admitàncies del tercer model circuital

- Matriu Elements Passius [Y_P]

$$Y_P = \begin{pmatrix} j\omega C_{gsi} & 0 \\ 0 & g_{dsi} + j\omega C_{dsi} \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

- Matriu Elements Actius [Y_A]

$$Y_A = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ g_m & 0 \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

- Matriu Total [Y_T] resultant

La matriu resultant Y_T del circuit és la suma de les matrius corresponents als elements passius (3.26) i actius (3.27).

$$Y_T = Y_P + Y_A = \begin{pmatrix} j\omega C_{gsi} & 0 \\ g_m & g_{dsi} + j\omega C_{dsi} \end{pmatrix} \quad (3.28)$$

- Components Intrínsecs extrets

Ara ja es poden extreure els paràmetres intrínsecs (3.29), (3.30) i (3.31) a partir de les admitàncies trobades anteriorment.

$$g_m = \Re\{Y_{21}\} \quad (3.29)$$

$$C_{gsi} = \frac{\Im\{Y_{11}\}}{\omega} \quad (3.30)$$

$$C_{dsi} = \frac{\Im\{Y_{22}\}}{\omega} \quad (3.31)$$

L'element intrínsec adicional és el que s'indica a la següent equació (3.32):

$$g_{dsi} = \Re\{Y_{22}\} \quad (3.32)$$

3.3.2. Validació del tercer model circuital

L'evolució del paràmetre S_{21} es pot veure a la Figura 3.12. El paràmetre S_{12} és anàleg als dos casos anteriors (Figura 3.4.a). El paràmetre S_{21} modelat segueix una trajectòria pràcticament igual al paràmetre simulat gràcies a l'addició de la resistència intrínseca R_{dsi} .

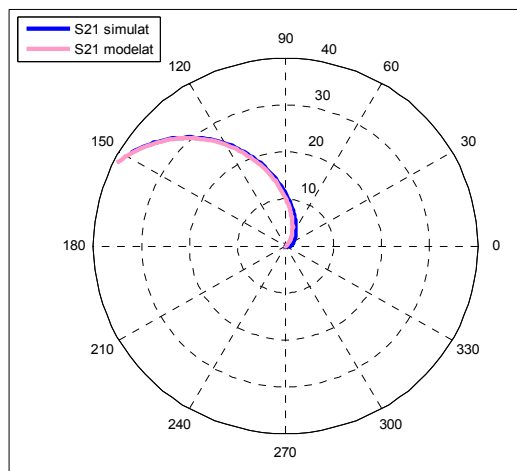


Figura 3.12. - Evolució dels paràmetre de transmissió S_{21} simulat i modelat en funció de la freqüència d'operació.

Els diagrames de la Carta de Smith indiquen que el paràmetre de reflexió a l'entrada S_{11} , segueix un recorregut idèntic al del circuit vist anteriorment (Figura 3.5.a). Per contra, el paràmetre modelat de reflexió a la sortida S_{22} , segueix la trajectòria però queda retallat quan assoleix $-0.3j$ de reactància.

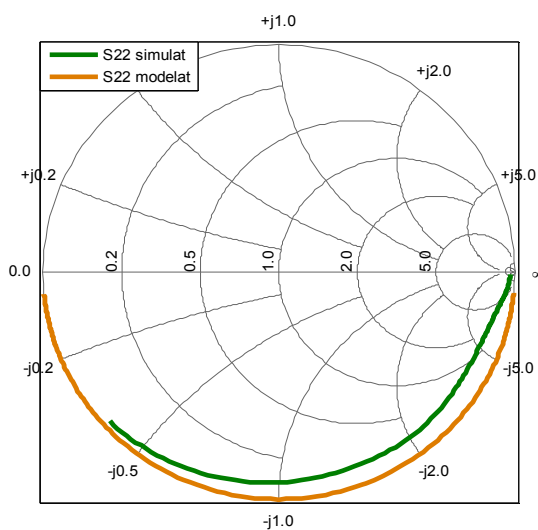


Figura 3.13. - Evolució del paràmetre de reflexió S_{22} simulat i modelat en funció de la freqüència d'operació.

3.3.3. Extracció de G_I i G_P del tercer model

El corrent i la potència a la entrada del biport ja s'han indicat en el primer model circuital (Equació (3.7) i (3.10)). La impedància que recau al segon port (Z_2) està descrita per l'equació (3.33) i s'ha de multiplicar pel corrent $g_m v_{in}$ per obtenir la tensió de sortida V_{out} indicada a l'equació (3.36). Es preferible treballar matemàticament amb R_{dsi} , tenint en compte que $R_{dsi} = g_{dsi}^{-1}$.

$$Z_2 = Z_R \parallel Z_{Cdsi} \quad (3.33)$$

on Z_R s'expressa com (Equació (3.34))

$$Z_R = R_L \parallel R_{dsi} \quad (3.34)$$

És a dir, Z_2 la podem expressar de la següent manera (Equació (3.35))

$$Z_2 = \frac{Z_R}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{dsi}^2 Z_R^2}} \quad (3.35)$$

$$v_{out} = g_m v_{in} Z_2 = \frac{g_m v_{in} Z_R}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{dsi}^2 Z_R^2}} \quad (3.36)$$

Ara ja es pot obtenir l'expressió de P_{out} a través de l'expressió (3.37).

$$P_{out} = \frac{v_{out}^2}{R_L} = \frac{g_m^2 v_{in}^2 Z_R^2}{R_L (1 + \omega^2 C_{dsi}^2 Z_R^2)} \quad (3.37)$$

Posteriorment es tornarà a definir la potència de sortida equivalent, a partir del corrent de sortida i_{out} (Equació (3.40)) per poder comparar les dues expressions. Primer cal trobar la impedància Z_{RC} extreta de la connexió paral·lela de la resistència R_{dsi} i la capacitat C_{dsi} i aplicar un divisor de corrent per obtenir el corrent de sortida i_{out} .

$$Z_{RC} = R_{dsi} \parallel Z_{Cdsi} \quad (3.38)$$

$$Z_{RC} = \frac{R_{dsi}}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{dsi}^2 R_{dsi}^2}} \quad (3.39)$$

$$i_{out} = g_m v_{in} \cdot \frac{Z_{RC}}{Z_{RC} + R_L} = \frac{g_m v_{in} R_{dsi}}{R_{dsi} + R_L \left(\sqrt{1 + \omega^2 C_{dsi}^2 R_{dsi}^2} \right)} \quad (3.40)$$

$$P_{out} = i_{out}^2 R_L = \frac{g_m^2 v_{in}^2 R_L}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{dsi}}\right)^2 + \omega^2 C_{dsi}^2 R_L^2} \quad (3.41)$$

Ara ja es pot conèixer l'expressió del guany de corrent

$$G_I = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_m}{\omega C_{gsi} \sqrt{\left(1 + \frac{R_L}{R_{dsi}}\right)^2 + \omega^2 C_{dsi}^2 R_L^2}} \quad (3.42)$$

i, finalment la del guany de potència

$$G_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{g_m^2 R_L}{\omega C_{gsi} \left(\left(1 + \frac{R_L}{R_{dsi}}\right)^2 + \omega^2 C_{dsi}^2 R_L^2 \right)} \quad (3.43)$$

Les gràfiques dels valors de f_T i f_{max} mostren una reducció del 50 i del 8'82%, respectivament, respecte a l'anterior versió de circuit. En aquest cas, la f_{max} d'operació reflectida a la gràfica és de 6'2GHz.

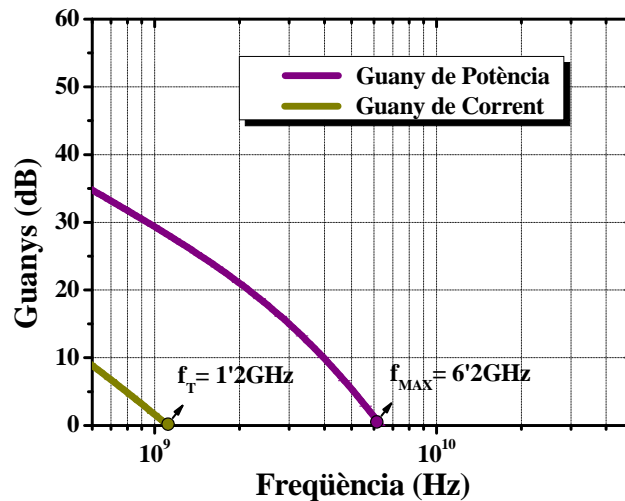


Figura 3.14. – Guany de corrent i potència obtinguts amb el tercer model circuital.

3.4. Quart model equivalent en petit senyal

La implementació d'un disseny complet permet obtenir uns resultats molt ajustats a la simulació. El model, representat a la Figura 3.15 inclou una capacitat de realimentació entre el port d'entrada i el port de sortida, es tracta de la capacitat intrínseca C_{gdi} connectada als terminals de porta (Gate) i drenador (Drain) del transistor tal i com mostra la següent Figura 3.15. Això provoca un funcionament més semblant al d'un transistor LDMOS integrat en un amplificador de potència comercial, com el que s'ha simulat. La presència d'aquesta capacitat introdueix realimentació (*feedback*) negativa al circuit RF, reduint el seu guany RF e introduint distorsió del senyal RF (ref. 1). El comportament a altes freqüències del transistor pot ser degradat per la realimentació de l'amplificador entre la sortida (drenador-font) i l'entrada (porta-font), que apareix a partir de la capacitat C_{gdi} o a través d'elements paràsits de l'encapsulat (ref. 2).

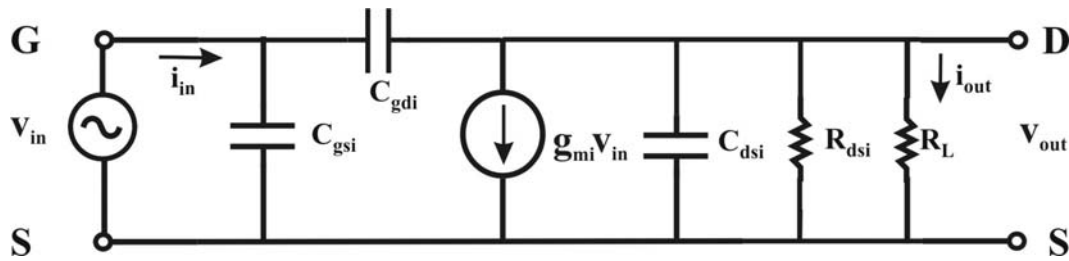


Figura 3.15. - Quart model circuital del transistor LDMOS

3.4.1. Extracció de la matriu d'admitàncies del quart model circuital

- Matriu Elements Passius [Y_p]

$$Y_p = \begin{pmatrix} j\omega(C_{gsi} + C_{gdi}) & -j\omega C_{gdi} \\ -j\omega C_{gdi} & g_{dsi} + j\omega(C_{dsi} + C_{gdi}) \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

- Matriu Elements Actius [Y_A]

$$Y_A = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ g_{mi} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.45)$$

- Matriu Total [Y_T] resultant

La matriu derivada de la suma dels elements passius i actius es descriu a l'equació (3.46).

$$Y_T = Y_P + Y_A = \begin{pmatrix} j\omega(C_{gsi} + C_{gdi}) & -j\omega C_{gdi} \\ g_{mi} - j\omega C_{gdi} & g_{dsi} + j\omega(C_{dsi} + C_{gdi}) \end{pmatrix} \quad (3.46)$$

- Components Intrínsecs extrets

Els paràmetres intrínsecs es calculen a partir de les admitàncies determinades per Y_T (Equació (3.46)).

$$g_m = \Re\{Y_{21}\} \quad (3.47)$$

$$C_{gsi} = \frac{\Im\{Y_{11}\} + \Im\{Y_{12}\}}{\omega} \quad (3.48)$$

$$C_{dsi} = \frac{\Im\{Y_{12}\} + \Im\{Y_{22}\}}{\omega} \quad (3.49)$$

$$g_{dsi} = \Re\{Y_{22}\} \quad (3.50)$$

L'element afegit en aquest cas és el que s'indica a l'equació (3.51).

$$C_{gdi} = \frac{-\Im\{Y_{12}\}}{\omega} \quad (3.51)$$

3.4.2. Validació del quart model circuital

L'evolució del paràmetre de transmissió S_{12} del quart model circuital es mostra a la Figura 3.16.a on es pot apreciar que aquest paràmetre ja no és nul, doncs ara segueix una trajectòria a diferència dels casos anteriors (Figura 3.4.a) degut a l'addició de la capacitat C_{gdi} entre els terminals de porta i drenador del transistor LDMOS. A baixes freqüències, el recorregut de S_{12} simulat no varia, però a mesura que augmenta la freqüència, aquest paràmetre deriva cap a l'interior del diagrama.

En canvi, els valors simulats i modelats del paràmetre S_{21} representat a la Figura 3.16.b mostren una trajectòria molt similar, com fins ara, ja que no afecta tant al port de sortida com al d'entrada el fet d'afegir aquesta capacitat entre els dos ports del nostre mòdul d'amplificació.

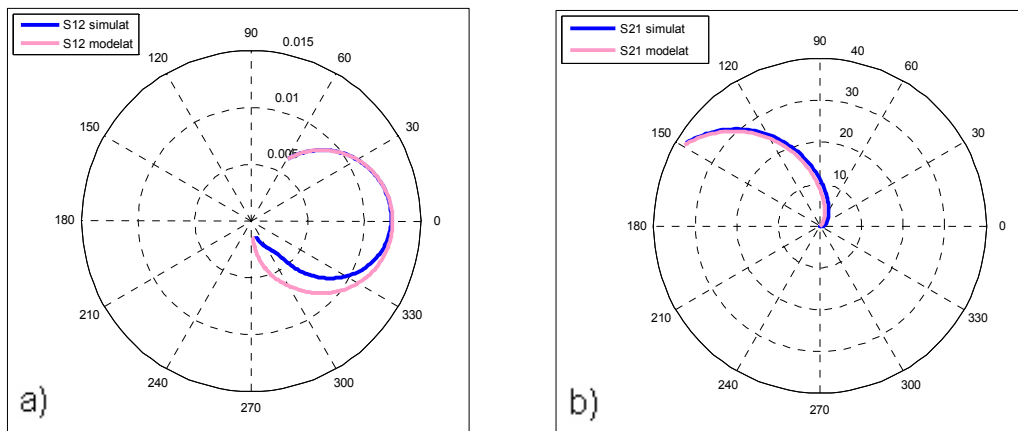


Figura 3.16. - Evolució dels paràmetres de transmissió a) S_{12} i b) S_{21} simulats i modelats en funció de la freqüència d'operació.

El diagrama de la Carta de Smith del paràmetre S_{11} presenta el mateix comportament que en el model anterior en el cas de S_{11} (Figura 3.5.a) ja que l'addició de capacitat C_{gdi} no influeix en aquest paràmetre. Per contra, el paràmetre S_{22} , (Figura 3.17) es modifica de manera que el paràmetre modelat segueix quasi idènticament el trajecte del paràmetre simulat de la Carta de Smith pel cercle de resistència real igual a 0'1 desviant-se al 0 resistiu a mesura que incrementa la freqüència de treball. La trajectòria d'aquest paràmetre va del circuit obert al curtcircuit.

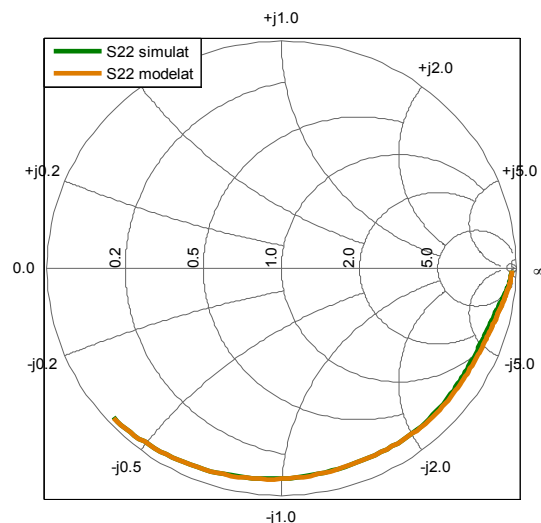


Figura 3.17. – Evolució del paràmetre de reflexió S_{22} simulat i modelat en funció de la freqüència d'operació.

3.4.3. Extracció de G_I i G_P del quart model

Per tal de fer l'anàlisi nodal d'una manera el més senzilla i ràpida possible, s'ha aplicat el Teorema de Miller que permet descompondre la capacitat intrínseca C_{gdi} que fa l'enllaç entre el port d'antrada i de sortida en dues capacitats C_{gd1} i C_{gd2} distribuïdes com indica la Figura 3.18. D'aquesta manera, es facilita l'extracció dels guanys.

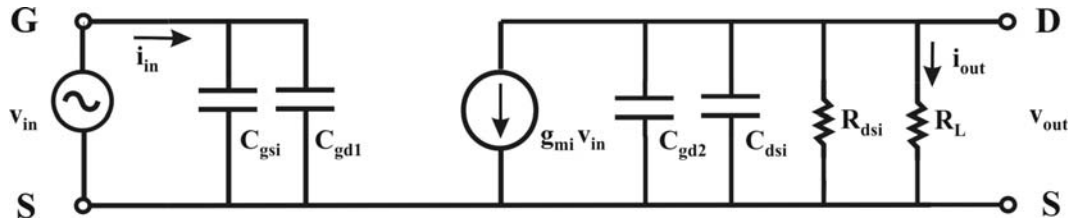


Figura 3.18. - Quart model circuital del transistor LDMOS aplicant el teorema de Miller.

El guany en tensió Δ_v de Miller és la relació entre la tensió de sortida i la tensió d'entrada, tal i com indica l'equació (3.52).

$$\Delta_v = \frac{|v_{out}|}{|v_{in}|} \quad (3.52)$$

Les dues capacitats descrites depenen de C_{gdi} i del guany en tensió Δ_v i s'expressen de la següent manera:

$$C_{gd1} = (1 - \Delta_v) \cdot C_{gdi} \quad (3.53)$$

$$C_{gd2} = \left(1 - \frac{1}{\Delta_v}\right) \cdot C_{gdi} \quad (3.54)$$

Si s'ajunten les capacitats C_{gd1} i C_{gsi} per formar la capacitat C_1 (Equació (3.55)) cal transformar C_{gd2} en C_2 per estandaritzar (Equació (3.56)).

$$C_1 = C_{gsi} + C_{gd1} \quad (3.55)$$

$$C_2 = C_{gd2} \quad (3.56)$$

L'expressió de la potència d'entrada s'assembla a l'equació (3.7) però amb la capacitat C_{gsi} modificada pel guany en tensió Δ_v i, per tant, l'equació (3.10) no serveix. Les equacions (3.57) i (3.58) permeten expressar i_{in} i P_{in} .

$$i_{in} = \omega C_1 v_{in} \quad (3.57)$$

$$P_{in} = \omega C_1 v_{in}^2 \quad (3.58)$$

Per obtenir la potència de sortida P_{out} , cal trobar la impedància Z_{RCC} (és a dir sense la resistència de càrrega del segon port) i d'aquesta manera aconseguir calcular el corrent de sortida (Equació (3.61)) que condueix directament a (Equació. (3.63)).

$$Z_{RCC} = Z_{C2} \parallel Z_{Cdsi} \parallel R_{dsi} = \frac{R_{dsi}}{\sqrt{1 + \omega^2 R_{dsi}^2 (C_2 + C_{dsi})^2}} \quad (3.59)$$

$$Z_2 = Z_{RCC} \parallel R_L = \frac{R_{dsi}}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_{dsi}}{R_L}\right)^2 + \omega^2 R_{dsi}^2 (C_2 + C_{dsi})^2}} \quad (3.60)$$

El corrent de sortida (i_{out}) es calcula per mitjà d'un divisor de tensió,

$$i_{out} = g_m v_{in} \cdot \frac{Z_{RCC}}{Z_{RCC} + R_L} = \frac{g_m v_{in}}{1 + \frac{R_L}{R_{dsi}} (1 + j\omega R_{dsi} (C_2 + C_{dsi}))} \quad (3.61)$$

essent el seu mòdul:

$$i_{out} = \frac{g_m v_{in}}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_L}{R_{dsi}}\right)^2 + \omega^2 R_L^2 (C_2 + C_{dsi})^2}} \quad (3.62)$$

L'expressió de P_{out} del circuit representat a la Figura 3.18 és:

$$P_{out} = i_{out}^2 R_L = \frac{g_m^2 v_{in}^2 R_L}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{dsi}}\right)^2 + \omega^2 R_L^2 (C_2 + C_{dsi})^2} \quad (3.63)$$

El guany de Miller (Equació (3.66)) es calcula a partir de les tensions d'entrada i sortida (Equacions (3.64) i (3.65)).

$$v_{in} = \frac{i_{in}}{\omega C_1} \quad (3.64)$$

$$v_{out} = i_{out} R_L = \frac{-g_m v_{in} R_L}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_L}{R_{dsi}}\right)^2 + \omega^2 R_L^2 (C_2 + C_{dsi})^2}} \quad (3.65)$$

$$\Delta v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_m R_L}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_L}{R_{dsi}}\right)^2 + \omega^2 R_L^2 (C_2 + C_{dsi})^2}} \quad (3.66)$$

Els guanys de corrent (3.67) i de potència (3.68), s'expressen com:

$$G_I = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_m}{\omega C_1 \sqrt{\left(1 + \frac{R_L}{R_{dsi}}\right)^2 + \omega^2 R_L^2 (C_2 + C_{dsi})^2}} \quad (3.67)$$

$$G_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{g_m^2 R_L}{\omega C_1 \left(\left(1 + \frac{R_L}{R_{dsi}}\right)^2 + \omega^2 R_L^2 (C_2 + C_{dsi})^2 \right)} \quad (3.68)$$

El guany de potència representat a la Figura 3.19 torna a mostrar una reducció més acusada que en el tercer model circuital del valor de f_{max} del transistor (46'3%) situant-la a 3'33 GHz, fet que limita molt el rang freqüencial de treball del transistor. La f_T , per contra, experimenta un increment del 35'1%. Per tant, quantes més "no idealitats" afegim, més es retalla el marge de freqüències del transistor LDMOS.

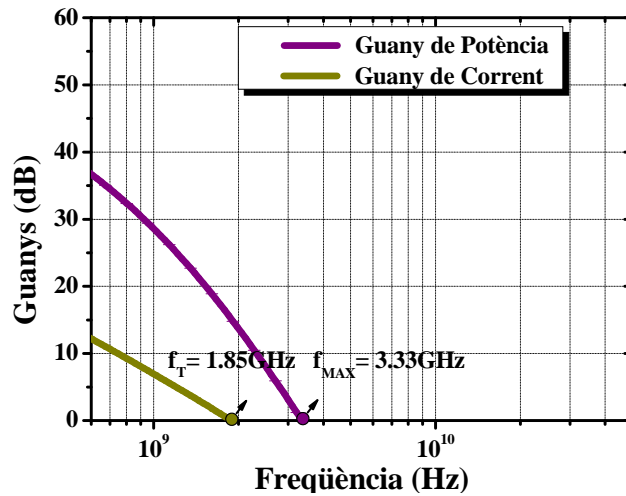


Figura 3.19. – Guanys de corrent i potència obtinguts amb el quart model circuital.

3.5. Comparació entre P_{out} i P_{in} de cada circuit equivalent

En aquest apartat es presenten les gràfiques de les potències d'entrada i de sortida per cadascun dels quatre circuits equivalents en petit senyal en funció de la freqüència, normalitzant els resultats a 1 cm de canal del transistor LDMOS (W/cm) per poder comparar de forma senzilla la capacitat d'amplificació i la seva eficiència. Aquestes gràfiques permeten delimitar el rang de freqüència de treball i la freqüència a partir de la qual ja no s'obté amplificació.

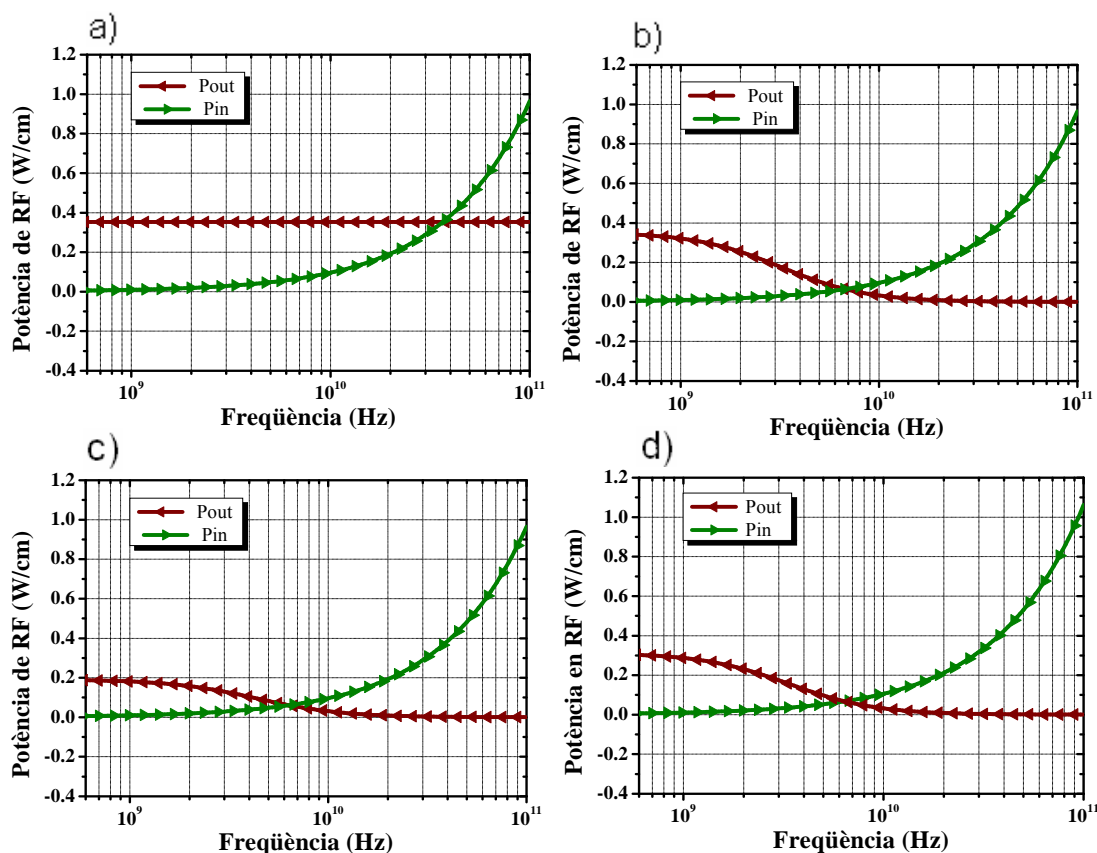


Figura 3.20. – Gràfiques de les potències d'entrada (P_{in}) i de sortida (P_{out}) de l'amplificador

En el primer circuit (Figura 3.20.a) i tenint en compte que la potència d'entrada augmenta a mesura que ho fa la freqüència de treball (a partir d'1 GHz), es pot veure com la potència de sortida es manté estable.

En el segon circuit (Figura 3.20.b) la potència d'entrada i la de sortida es creuen a 7 GHz, limitant el rang d'operació en freqüència. Això vol dir que la incorporació d'una capacitat al circuit influeix negativament en la potència de sortida, fent-la caure fins als 20 GHz on assoleix els 0 W. A partir d'aquesta freqüència ja no es operatiu el transistor.

En el tercer model (Figura 3.20.c) la potència de sortida inicial és de 0,2 W i continua en mode decreixent a causa de l'addició d'un element resistiu (R_{dsi}).

Finalment, la potència de sortida en el quart circuit comença a 0,3 W. Tot i que en aquest cas també s'incorpora una capacitat porta-drenador, l'aplicació del Teorema de Miller resol fàcilment el circuit i millora l'eficiència de l'amplificador.

3.6. Comparació entre P_{out} i P_{in} en funció de l'amplada del canal del transistor de cada circuit equivalent

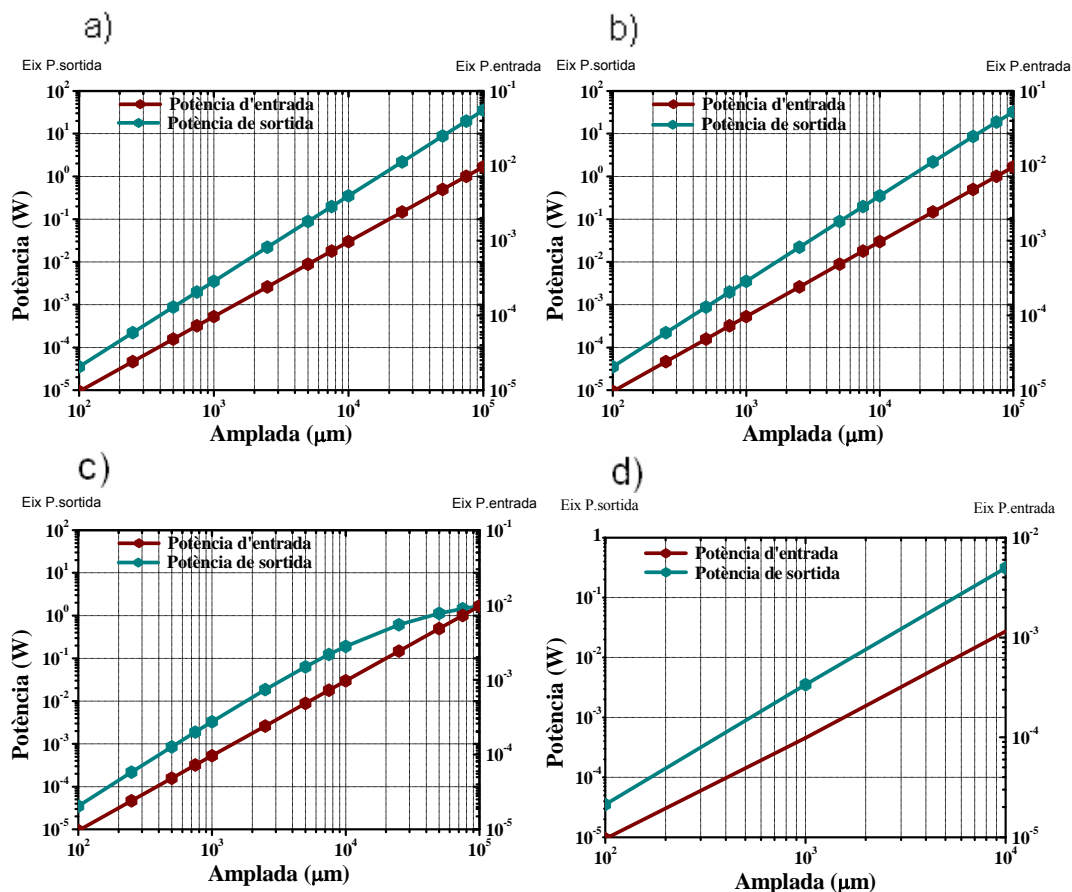


Figura 3.21. – Gràfiques de P_{in} i P_{out} de l'amplificador en funció de l'amplada del canal del transistor LDMOS per cada circuit equivalent.

En aquest capítol s'analitzen les potències d'entrada i de sortida del transistor LDMOS en funció de l'amplada del canal. A les gràfiques es pot veure que l'augment de la potència d'entrada és constant en els 3 primers circuits i, per tant, no es veu afectada per la incorporació d'elements intrínsecs ja que aquests no es connecten al port d'entrada del biport).

La potència de sortida es redueix en el cas del tercer circuit (3.21.c). Per amplades inferiors a 0'25 cm no s'aprecia cap variació significativa però a partir d'aquest valor comença a estabilitzar-se fins als 10 cm d'amplada, on arriba a poc més d'1 Watt.

Pel que fa al gràfic de l'últim model circuital (Figura 3.21.d) s'observa que a diferència de la resta de casos, l'eix té un rang d'escalatge inferior ja que l'augment de potències P_{in} i P_{out} a mida que augmentem l'amplada del canal del transistor LDMOS no és tan pronunciat i alhora, s'observa que només apareix 3 punts representatius de potència de sortida i 2 punts de potència d'entrada. per determinar al guany en els 3 valors d'amplada de canal.

3.7. Anàlisi aprofundit del quart model circuital

3.7.1. Variació del guany Δ_v en funció de la freqüència

El guany en tensió és un factor important per determinar el grau d'amplificació necessari per l'aplicació específica. Les tres corbes de la Figura 3.22 mostren que quan l'amplada del canal del transistor augmenta s'obté un guany en tensió més elevat i de més qualitat.

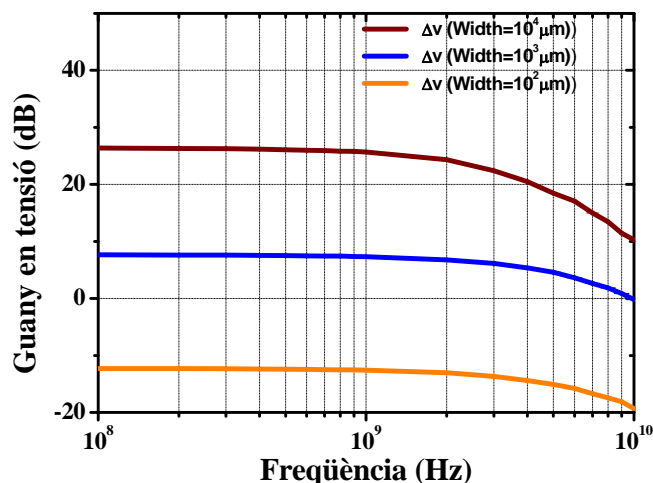


Figura 3.22. – Gràfica del guany en tensió (Δ_v) per a diferents amplades de canal del transistor en funció de la freqüència de treball

Aquesta figura també aporta informació sobre la caiguda proporcional que pateixen cadascun dels guanys en tensió en augmentar la la freqüència de treball. A partir de 1 GHz s'inicia la reducció dels guanys en els tres casos.

3.7.2. Variació de les freqüències de f_T i f_{max} en funció del guany Δ_v

La relació entre la freqüència de tall i la freqüència màxima d'operació és un paràmetre fonamental (Figura 3.23). S'ha comprovat que un increment del guany en tensió fa disminuir ambdues freqüències de forma proporcional ja que la capacitat C_{gdi} del transistor varia conforme augmenta el guany en tensió de tal manera que C_1 disminueix i C_2 augmenta. Això comporta guanys de corrent i de potència més baixos d'acord amb les Equacions (3.67) i (3.68)).

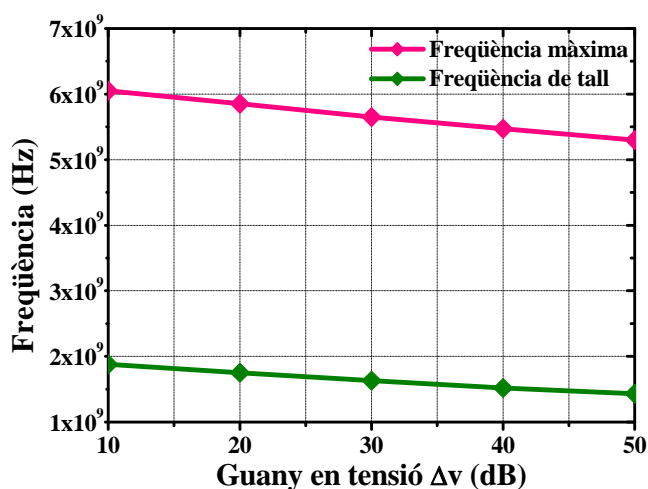


Figura 3.23. – Evolució de f_T i f_{max} per a diferents valors de Δ_v .

3.7.3. Anàlisi gràfic del disseny circuital amb un guany $\Delta_v = 10$

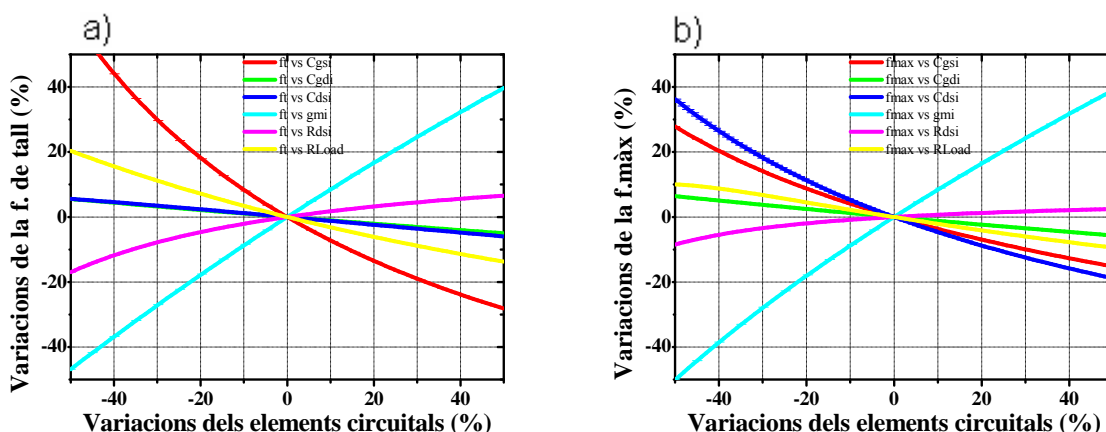


Figura 3.24. – Dependència de les variacions de f_T (a) i f_{max} (b) en funció de les variacions dels elements circuitals.

La Figura 3.24 mostra la dependència dels elements intrínsecs de què consta el circuit enfront les possibles variacions de la freqüència de tall i la freqüència màxima d'operació. Comparant l'evolució d'aquests elements es pot veure que a mesura que ens allunyem de la freqüència de tall original, la transconductància g_{mi} i la capacitat C_{gsi} (en menor grau) mostren una variació major que la resta d'elements. La variació de la freqüència màxima de funcionament té una major incidència en la capacitat C_{dsi} però alhora afecta menys a la capacitat C_{gsi} .

3.7.4. Anàlisi gràfic del disseny circuital amb un guany $A_v=50$

La Figura 3.25 mostra la dependència dels elements intrínsecs en funció de les variacions de la freqüència de tall i la freqüència màxima d'operació però amb un guany en tensió (A_v) molt més elevat (50). Destaca clarament la davallada de C_{gsi} (vermell) i l'increment rellevant que suposa aquest increment de A_v en C_{gdi} (verd), tenint en compte que aquesta última depèn del guany en tensió (A_v) d'acord amb el Teorema de Miller.

Pel que fa a les variacions corresponents a la freqüència màxima d'operació del transistor, es pot remarcar que només la capacitat C_{gsi} (vermell) és un dels paràmetres més dependents de la freqüència màxima de funcionament.

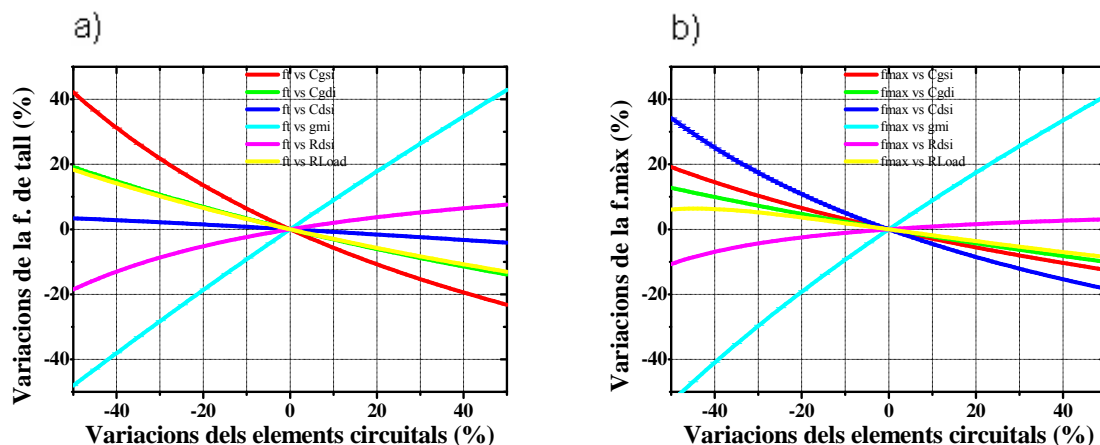


Figura 3.25. – Dependència dels elements intrínsecs en funció de les variacions de f_T (a) i f_{max} (b) del transistor

3.7.5. Variació dels paràmetres S (de reflexió) en funció de la freqüència

En aquest apartat s'analitza l'evolució dels paràmetres S_{11} i S_{22} respecte la freqüència d'operació, és a dir, dels paràmetres de reflexió d'entrada i sortida del biport. Es pot apreciar una trajectòria diferent als Diagrames de Smith (Figura 3.26) si es modifiquen els valors de C_{gdi} , multiplicant per un factor de 10 i 30. Quant més gran és el factor multiplicatiu, els valors de

S_{22} obtinguda descriuen una trajectòria que presenta un pic i deixa de seguir els valors de impedància resistiva seguint valors de impedància reactiva. Aquest pic que presenten els dos paràmetres S_{22} obtinguts a partir de la C_{gdi} modificada per factors multiplicatius, indica que a partir de la freqüència donada en aquest valor de pic, la capacitat passa a ser l'element circuital dominant, per tant, obtenim un decrement sobtat de la resistència. Per una altra banda, cal destacar que en el cas de S_{11} això no passa ja que la capacitat modificada no té una influència significativa en el biport d'entrada.

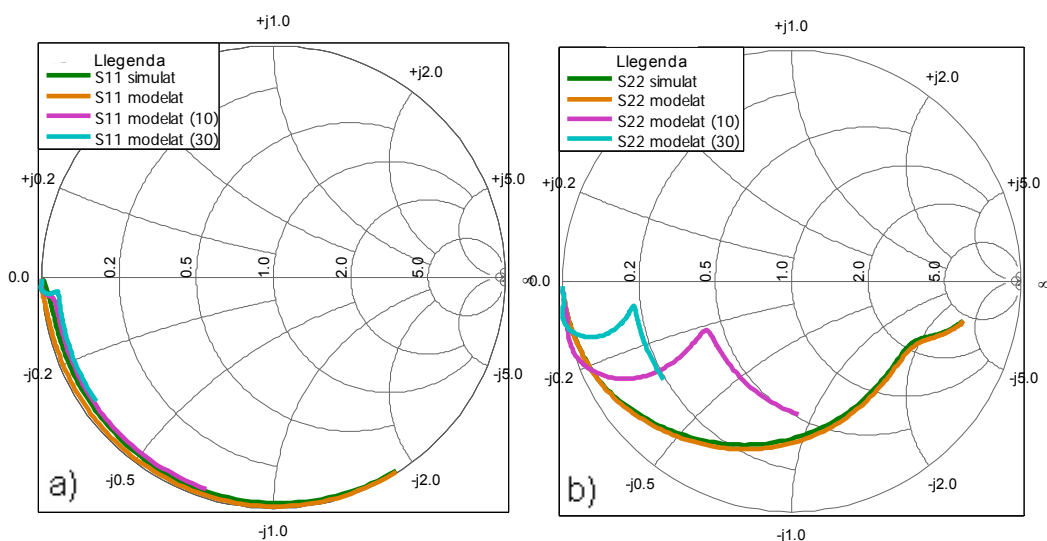


Figura 3.26. – Evolució dels paràmetres S en funció de la freqüència d'operació. Variacions de S_{11} (a) i de S_{22} (b).

3.7.6. Variacions a la Capacitat C_{gdi} i repercussió sobre l'Ample de Banda BW de l'amplificador de potència

S'ha representat altra vegada a la Figura 3.27 l'evolució dels guanys de potència i de corrent en funció de la freqüència d'operació i així s'extreu les freqüències de tall i màxima. En el segon (Figura 3.27.b) i tercer cas (Figura 3.27.c), la capacitat intrínseca C_{gdi} s'ha multiplicat 10 i 30, respectivament. Es pot veure que a mesura que la capacitat de *feedback* C_{gdi} augmenta, la freqüència màxima de l'amplificador disminueix i com a conseqüència, també queda molt més limitat l'ample de banda d'operació BW de l'amplificador reduint per tant, el rang d'operació del transistor.

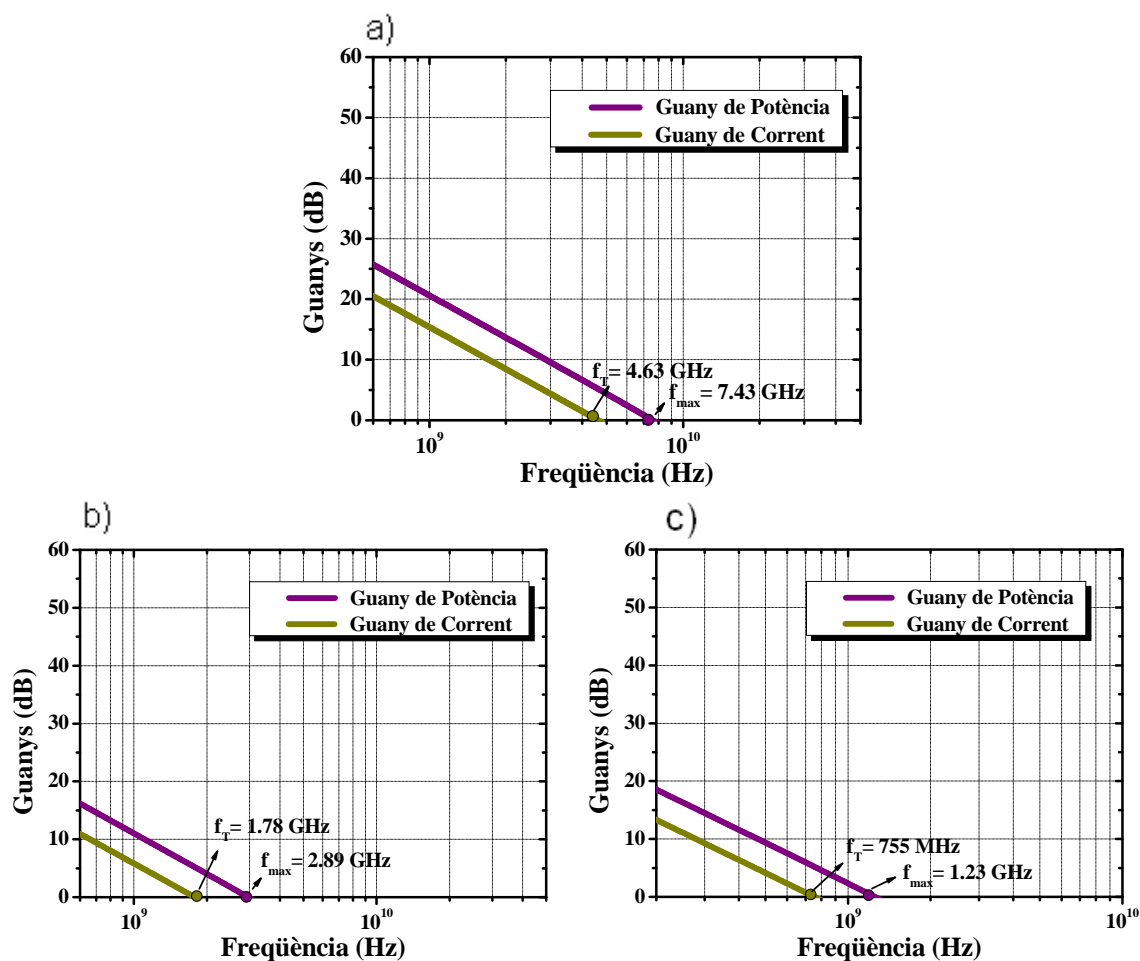


Figura 3.27. – Guanys de potència i de corrent en funció de la freqüència d'operació considerant un factor multiplicatiu a C_{gdi} de a) 1, b) 10 i c) 30.

3.7.7. Evolució dels elements intrínsecs en funció de la tensió de porta v_g aplicada al transistor LDMOS

Finalment, és important veure l'evolució dels elements intrínsecs del transistor (les capacitats C_{gsi} , C_{gdi} , C_{dsi}) i de la conductància g_{mi} i la transconductància g_{dsi} en funció de la variació de la tensió de porta v_g a una tensió de drenador de v_d de 28 volts. S'ha considerat l'amplada del canal del transistor LDMOS de $W = 10^4 \mu\text{m}$. A la figura 3.28. podem observar l'increment accentuat que experimenta la transconductància a partir d'una tensió aplicada al terminal de porta del transistor LDMOS de $v_g \approx 1.5$ volts, doncs a partir d'aquest valor, el transistor passa al règim lineal i llavors la transconductància es manté estable fins que al valor de $v_g \approx 5$ volts aprox. (anomenada també tensió de *threshold*), torna a decrementar la transconductància i les capacitats C_{gsi} i C_{gdi} augmenten

provocant un estat de l'amplificador en què deixa de funcionar com a tal i es troba en el seu règim de saturació.

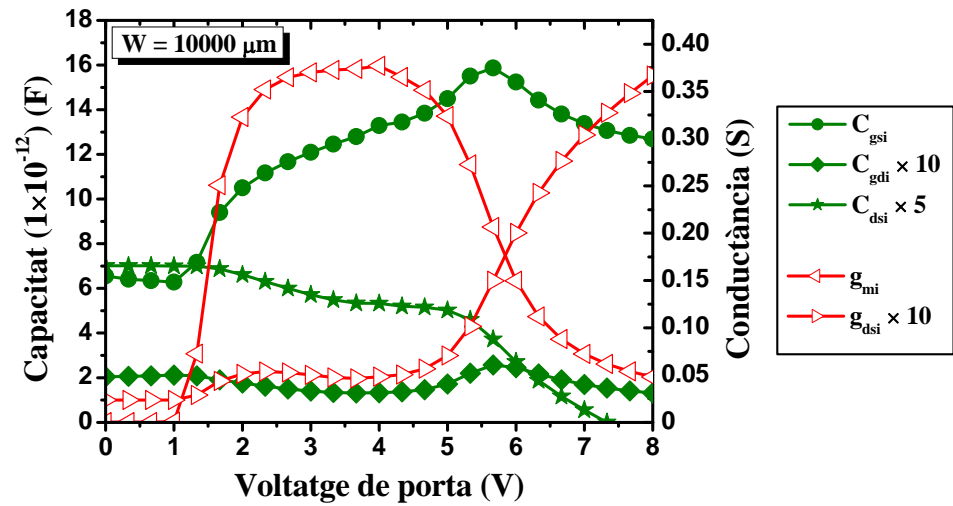


Figura 3.28. – Evolució dels elements intrínsecs i la transconductància en funció de la tensió de porta.

3.8. Bibliografia consultada

- 1.- Baliga B. J. *"Silicon RF Power Mosfets"* .Edición World Scientific. Copyright 2005
- 2.- Sentaurus TCAD Tool Suite. Synopsis, 2006.
- 3.- Institut de Microelectrònica de Barcelona (IMB)
- 4.- Matlab version 7.0

4. CONCLUSIONS

Aquesta memòria recull l'estudi del transistor LDMOS de potència per aplicacions d'amplificació en RF en estacions base de telefonia mòbil, en constant expansió pel creixent avenç de les telecomunicacions.

Cal destacar que l'amplificació de potència de RF és una de les etapes principals en les aplicacions de RF (BTS, capçals de RF, radars i altres sistemes *wireless* i portàtils). S'espera que la llei significant continuï la seva progressió en la 3era i quarta generació (3G) i (4G) de sistemes *wireless*, que han adoptat nous formats de modulació d'amplitud per incrementar la capacitat del canal.

En els últims 5 anys, la recerca en l'amplificació de potència RF ha reprès el seu interès en les tecnologies de fabricació de components semiconductors actius per reduir el cost i millorar les prestacions en freqüència. Malgrat que el Silici és el més utilitzat en 2G, caldrà modificar etapes bàsiques tecnològiques per tal que els transistors LDMOS de RF siguin realment competitiu en 3G i 4G.

S'han estudiat quatre models equivalents en petit senyal de (passant de menys a més complexitat circuital) per tal de determinar quins dels paràmetres intrínsecs del transistor LDMOS de potència tenen un efecte més significatiu sobre les prestacions en freqüència.

A partir dels fitxers de paràmetres S extrets de les simulacions T-CAD (Sentaurus) d'un transistor LDMOS de potència s'ha programat amb Matlab[®] la seva conversió a paràmetres Y . Aquests nous paràmetres han permès l'obtenció dels elements intrínsecs dels models circuitals de petit senyal. Finalment, s'han comparat els paràmetres simulats obtinguts directament del fitxer extret del T-CAD amb aquests nous paràmetres modelats obtinguts després de passar per tot aquest procés de conversions gràcies al Matlab[®].

S'ha emprat l'Anàlisi nodal (annex A) en la resolució dels models circuitals per extreure els components intrínsecs en funció dels paràmetres Y . En el quart model circuital, aquest anàlisi resulta més complex degut a l'addició de la capacitat C_{gdi} , que introdueix una realimentació al circuit. Per aquest motiu s'ha aplicat el Teorema de Miller per poder resoldre el model, comprovant que la capacitat de realimentació degrada les prestacions en freqüència del transistor LDMOS de potència.

ANNEX - A

MÈTODE MATRICIAL D'ANÀLISI NODAL

En el règim de funcionament d'un transistor, el que s'espera és obtenir una resposta lineal, amb harmònics de baix ordre en el pitjor dels casos. S'ha de tenir present, però, que les suposicions lineals que s'estableixen en la majoria dels anàlisis de circuits teòrics, són a la pràctica, només aproximacions. Per un altra banda, les *no linealitats* fan aparèixer harmònics i productes d'intermodulació que degraden la resposta del sistema i provoquen inestabilitat. Per aquest motiu, els efectes de les *no linealitats* han de ser minimitzats, sobretot si es tracta, com en aquest cas, d'amplificadors de potència. Els amplificadors de potència analitzats en petit senyal són dèbilment *no lineals*, malgrat tot, són analitzats com si tractessin de circuits lineals.

A grans trets, es defineixen els components lineals, com aquells en què el seu comportament es pot modelar com una funció lineal, és a dir com la funció que representa la resposta dels elements passius (per exemple, la corba V-I d'una resistència, la corba Q-V d'un condensador, etc). La resposta d'un component o sistema lineal, inclou només les freqüències presents als senyals d'excitació, per tant, en el circuits lineals no es generen freqüències noves respecte a les presents a l'excitació d'entrada, de manera que l'espectre de sortida serà una versió força semblant al espectre d'entrada. Es per aquest motiu que es poden aplicar tècniques de resolució de circuits com el **Principi de Superposició**. Així doncs, per fer l'anàlisi del transistor LDMOS en petit senyal, considerem que la resposta és lineal al punt de polarització escollida i tenint en compte aquest criteri, apliquem el *Principi de Superposició*.

El *Principi de Superposició* ens permet emprar el mètode nodal, és a dir, la suma de les matrius corresponents als diferents blocs del circuit establert. Aquest anàlisi nodal és el que habitualment es coneix com *abstracció directa*, ja que podem obtenir els paràmetres directament de les equacions que descriuen el circuit. Es tracta d'un dels mètodes d'anàlisi més emprat per la majoria de simuladors de circuits elèctrics. No obstant, cal remarcar que admet únicament elements passius i generadors de corrent. El *Principi de Superposició* ens permet separar, els elements passius (resistències, condensadors, bobines, etc.) dels elements actius (fonts de corrent i fonts de tensió). Així doncs, per tal de poder analitzar cadascun dels models circuitals, s'estudien per separat els paràmetres passius definits en la matriu Y_P per una banda i els paràmetres actius definits en la matriu Y_A per una altra. Finalment, s'obté la matriu total Y_T que descriu tot el circuit i definida com la suma de Y_P més Y_A .

L'objectiu, per tant, és trobar aquesta matriu Y_T que identifica tots els components del circuit donat per tal de poder extreure els elements intrínsecs en funció dels paràmetres Y del circuit.

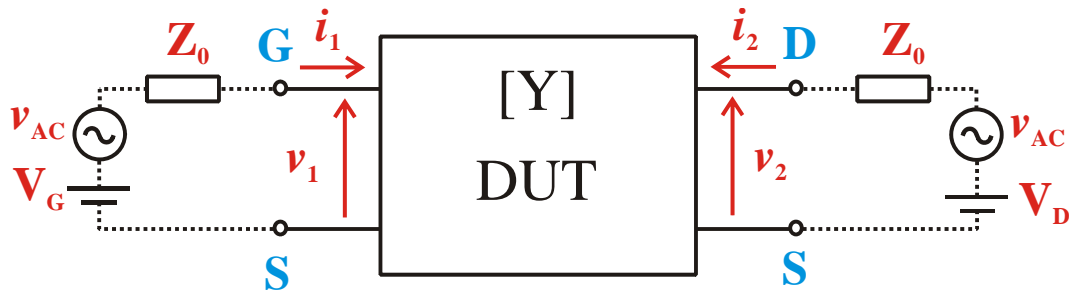


Figura A.1. Representació d'un circuit biport d'un transistor

Així doncs, la matriu Y_T d'admitàncies del circuit biport de la Figura A.1 es defineix com:

$$[Y_T] = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Sabent que el paràmetre Y_{ij} d'un circuit biport queda definit pel següent:

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_i=0} \quad (\text{A.2})$$

D'aquesta forma, obtenim l'expressió (A.3) de cada paràmetre Y com segueix:

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (\text{A.3})$$

• Exemple metòdic d'anàlisi circuital

Donat el següent circuit elèctric, agafem el següent conveni de signes i la definició de tensions i corrents corresponents que indica la Figura A.2.

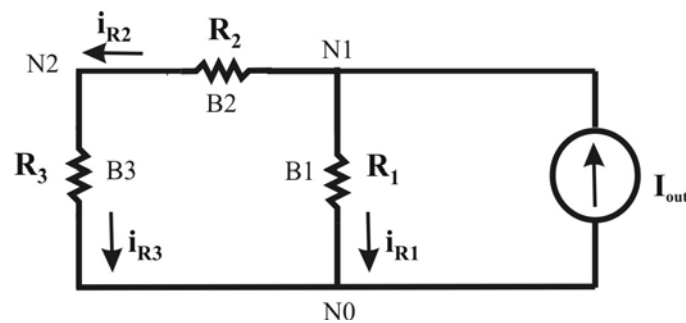


Figura A.2. Esquemàtic del exemple pràctic

El que es fa per començar és enumerar els nodes del N0 a N2, i les branques de B1 a B3. A l'anàlisi nodal comptem com a node la unió entre dos o més elements, de forma que entre R_2 i R_3 existeix un node.

Com hi ha 3 nodes, i el node 0 no es compta per ser el de referència (masa), tenim que $n=2$.

Com hi ha 4 branques i la dels generadors no les comptem, tenim que $m=3$. Ara es tracta d'obtenir les equacions de Kirchoff en forma matricial

$$[Y_n] \cdot V_n = I_{eq} \quad (A.4)$$

On tenim que:

$[Y_n]$ és la matriu nodal d'admitàncies reduïda.

V_n és el vector de tensions en els nodes.

I_{eq} és el vector de generadors independents.

1) Construïm la matriu d'incidència reduïda $[A]$ ($n \times m$):

Cadascun dels seus corresponents elements a_{ij} es valoren de la següent manera. S'assigna un d'aquests 3 valors al component en funció del següent criteri.

$a_{ij} = 0$; si la branca j no està connectada al node i .

$a_{ij} = +1$; si el corrent de la branca j surt del node i .

$a_{ij} = -1$; si el corrent de la branca j entra al node i .

$$\begin{array}{ccc}
 & 1 & 2 & 3 & \longrightarrow & n^{\circ} \text{ branca} \\
 [A] = & \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} & & & & (A.5) \\
 & \downarrow & & & & \\
 & n^{\circ} \text{ node} & & & &
 \end{array}$$

El subíndex i denota el nombre de nodes $n - 1$ de què consta el circuit (ja que el node de referència no es compta).

El subíndex j denota el nombre de branques m de què consta el circuit (sense tenir en compte les branques que contenen generadors de tensió).

Les tensions de branca i els potencials als nodes es relacionen per la matriu d'incidència reduïda $[A]$. Un cop s'ha definit la matriu $[A]$ i la seva transposada $[A]^T$, es multipliquen entre sí i també juntament amb la matriu d'admitàncies $[Y]$ (aquesta matriu sempre serà diagonal) obtinguda a partir del disseny circuital establert.

2) Construïm la matriu d'admitàncies $[Y]$ ($m * m$):

Invertim el valor de les resistències ja que treballem sempre amb admitàncies. Aquesta matriu sempre serà diagonal i mostra les admitàncies de cada branca:

$$\begin{array}{ccc}
 & 1 & 2 & 3 & \longrightarrow & n^{\circ} \text{ branca} \\
 [Y_m] = & \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1/R_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 1/R_3 \end{pmatrix} & & & & (A.6) \\
 & \downarrow & & & & \\
 & n^{\circ} \text{ node} & & & &
 \end{array}$$

3) Construïm la matriu d'admitàncies nodal reduïda $[Y]$ ($n * n$):

Hem de construir $[Y_n] = [A][Y][A]^T$ a partir de les equacions (A.5) i (A.6):

$$[Y_n] = [A][Y_m][A]^T = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1/R_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 1/R_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & -1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (A.7)$$

$$[Y_n] = \begin{pmatrix} 1/R_1 + 1/R_2 & -1/R_2 \\ -1/R_2 & 1/R_1 + 1/R_3 \end{pmatrix} \quad (\text{A.8})$$

4) Construïm la forma matricial de les equacions de Kirchoff:

$$[Y_n] \cdot V_n = I_{eq} \Rightarrow \begin{pmatrix} 1/R_1 + 1/R_2 & -1/R_2 \\ -1/R_2 & 1/R_1 + 1/R_3 \end{pmatrix} \cdot \frac{1}{2} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} I_{out} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.9})$$

On podem veure que el vector V_n reflexa les tensions en els nodes (incògnites) mentre que el vector I_n reflexa els generadors de corrents units al node (positiu si entren en el node i negatiu si surten del node).

Si multipliquem les matrius anteriors, veiem que efectivament resulten les equacions de Kirchoff:

$$I_{out} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) v_1 - \left(\frac{1}{R_2} \right) v_2 \quad (\text{A.10})$$

$$\left(\frac{-1}{R_2} \right) v_1 + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) v_2 = 0 \quad (\text{A.11})$$

ANÀLISI DEL 4rt MODEL CIRCUITAL

Procedim de la forma següent, partint del nostre 4rt disseny (Figura A.3).

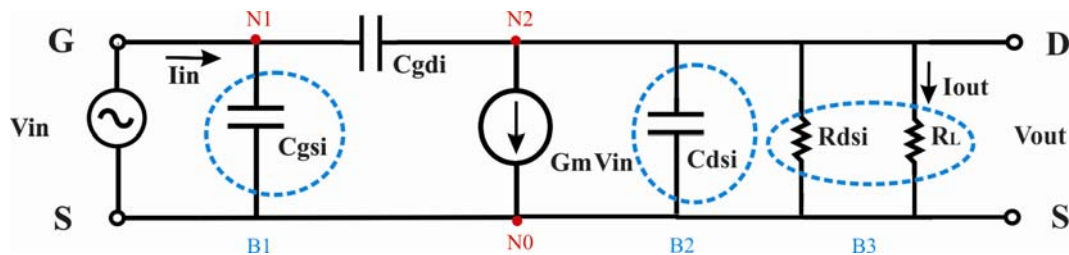


Figura A.3. Esquemàtic del 4rt model circuital

- Extracció d'elements passius $[Y_p]$,

Tenim $n=3-1=2$ nodes, $m=3$ branques (doncs considerem l'equivalent per parelles al tractar-se del mateix tipus de component elèctric), per la qual cosa ens duu a construir la matriu $A_{n \times m}$, (matriu d'incidència) expressada a (A.25), on tenint present el criteri de signes i valors que s'han d'assignar a cadascuna de les posicions, tenim:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Ara la transposem i obtenim:

$$A^T = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Seguidament trobem la matriu diagonal $[Y_m]$ que en aquest cas ve donada per l'expressió (A.27), on trobem que g_{dsi} és la inversa de R_{dsi} .

$$Y_m = \begin{pmatrix} j\omega C_{gsi} & 0 & 0 \\ 0 & j\omega C_{gdi} & 0 \\ 0 & 0 & g_{dsi} + j\omega C_{gdi} \end{pmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Per tant, ara ja podem obtenir la matriu d'elements passius

$$Y_n = [A][Y_m][A]^T = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j\omega C_{gsi} & 0 & 0 \\ 0 & j\omega C_{gdi} & 0 \\ 0 & 0 & g_{dsi} + j\omega C_{gdi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.15})$$

$$Y_n = \begin{pmatrix} j\omega(C_{gsi} + C_{gdi}) & -j\omega C_{gdi} \\ -j\omega C_{gdi} & g_{dsi} + j\omega(C_{dsi} + C_{gdi}) \end{pmatrix} = Y_p \quad (\text{A.16})$$

I aplicant el *Principi de Superposició*, s'aconsegueix finalment la matriu total desitjada (A.30) amb la qual s'identifica el nostre disseny circuital.

$$Y_T = Y_p + Y_A = \begin{pmatrix} j\omega(C_{gsi} + C_{gdi}) & -j\omega C_{gdi} \\ g_m - j\omega C_{gdi} & g_{dsi} + j\omega(C_{dsi} + C_{gdi}) \end{pmatrix} \quad (A.17)$$

Ara ja es pot fer l'extracció directa, és a dir l'obtenció dels elements intrínsecs del nostre circuit. De manera que podem trobar les expressions dels diferents elements que componen el circuit a partir dels paràmetres Y del circuit. Es mostren a continuació a les següents equacions:

$$C_{gdi} = \frac{-\Im\{Y_{12}\}}{\omega} = \frac{-\Im\{Y_{21}\}}{\omega} \quad (A.18)$$

$$C_{dsi} = \frac{\Im\{Y_{22}\} + \Im\{Y_{12}\}}{\omega} \quad (A.19)$$

$$C_{gsi} = \frac{\Im\{Y_{11}\} + \Im\{Y_{12}\}}{\omega} \quad (A.20)$$

$$g_m = \Re\{Y_{21}\} \quad (A.21)$$

$$g_{dsi} = \Re\{Y_{22}\} \quad (A.22)$$

ANNEX – B

Codi Matlab.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Circuit 1 (Primera aproximació) %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all;
clc;
format long g

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Fitxer txt on es troben els paràmetres S i la freqüència de treball
File='S-NAsuble14.txt'; %<- canviar en funció del tipus de substrat emprat
%El path següent m'indica la direcció on es troba el fitxer anterior citat
Path_Sparams='C:\TFC_Cèlia\usb_avui\Mfiles_TFC_Cèlia\carpeta_amb_txt\';
%Assignació d'aquest path a un altre path, ara a PathFile
PathFile=[Path_Sparams File];

%Obertura d'un fitxer on es compara la cadena de caràcters de la capçalera
del fitxer anterior per tal de llegir els paràmetres S (parts reals i
imaginàries) i la freqüència de treball
fid=fopen(PathFile,'r');
contline=fgetl(fid);
n=1;
test = strcmp(strtrim(contline), 'BEGIN_DB');
while test ~=1
    contline=fgetl(fid);
    test = strcmp(strtrim(contline), 'BEGIN_DB');
    n=n+1;
end
contline=fgetl(fid); %(freq R:S.11 I:S.11 R:S.12 I:S.12 R:S.21
I:S.21 R:S.22 I:S.22)
Line = fscanf(fid,'%f %f %f %f %f %f %f %f %f',[9 inf]);
fclose(fid);

%Lectura de la matriu Line per tal d'extreure els paràmetres S (parts reals
i imaginàries) i la freqüència de treball
for x=1:length(Line)
    freq(x)=Line(1,x);
    realS11(x)=Line(2,x);imagS11(x)=Line(3,x);
    realS12(x)=Line(4,x);imagS12(x)=Line(5,x);
    realS21(x)=Line(6,x);imagS21(x)=Line(7,x);
    realS22(x)=Line(8,x);imagS22(x)=Line(9,x);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Definició de la freqüència w de treball, la impedància Zo i l'admitància
Yo de sortida
w=2*pi.*freq; w=w'; %[radians]
Z0=50; %[ohms]

```



```

Y0=1/Z0; %[siemens]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Definició del punt de polarització i l'amplada W del transistor LDMOS
VdsQ=28; %[volts]
VgsQ=4; %[volts]
Width=1000; %Amplada W del canal del transistor [micrometres]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Definició del 4 paràmetres que formen la matriu S
for x=1:length(frec),
    S11(x)=realS11(x)+i*imagS11(x);
    S12(x)=realS12(x)+i*imagS12(x);
    S21(x)=realS21(x)+i*imagS21(x);
    S22(x)=realS22(x)+i*imagS22(x);
end;

%Obtenció de la matriu S a partir dels 4 paràmetres obtinguts
S=[S11(1:length(frec)),S12(1:length(frec));S21(1:length(frec)),S22(1:length(frec))];

%Obtenció de la matriu Y en funció ara de l'amplada W del transistor a partir de la funció StoYW
Y=StoYW(S11,S12,S21,S22,Z0,Width);

%Obtenció dels 4 paràmetres Y a partir de la matriu Y obtinguda
Y11=Y(1,1:length(S11));Y12=Y(1,(length(S12)+1):length(Y));
Y21=Y(2,1:length(S21));Y22=Y(2,(length(S22)+1):length(Y));

%Obtenció de la nova matriu S i dels 4 paràmetres S que la formen, a partir de la funció YtoS mantenint l'amplada W del transistor
S=YtoS(Y11,Y12,Y21,Y22,Z0);
S11=S(1,1:length(Y11));S12=S(1,(length(Y12)+1):length(S));
S21=S(2,1:length(Y21));S22=S(2,(length(Y22)+1):length(S));

for x=1:length(frec)
%Definició dels elements intrínsecs necessaris en aquest circuit (MODEL VESTLING) extrets del fitxer de substrat emprat i modificats per l'amplada del transistor
    gmi(x)=real(Y21(x));
    Cgsi(x)=(imag(Y11(x)))/(w(x));
%Definició Matriu Intrínseca (Yint) d'aquest circuit, extreta dels elements intrínsecs anteriors per formar la matriu Yfinal=Ypassius+Yactius
    YF11(x)=(i*w(x)*(Cgsi(x)));
    YF12(x)=0;
    YF21(x)=(gmi(x));
    YF22(x)=0;
end;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% %Plots dels paràmetres intrínsecs d'aquest circuit
% semilogx(frec,gmi,'g-');title('gmi');
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('gmi [S]');figure;
% plot_Cgsi=semilogx(frec,Cgsi,'r-');title('Cgsi'); %ho he assignat
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('Cgsi [uF]');figure;
% save plot_Cgsi_c1-S14.txt plot_Cgsi -ascii; %ho he guardat
% %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```
%Obtenció de la matriu SF a partir del paràmetres finals de la Y; tenint en
compte l'amplada W i els components passius i actius del circuit.
SF=YtoS(YF11,YF12,YF21,YF22,Z0);
SF11=SF(1,1:length(S11));SF12=SF(1,(length(S12)+1):length(SF));
SF21=SF(2,1:length(S21));SF22=SF(2,(length(S22)+1):length(SF));
%SF=[real(SF11);imag(SF11);real(SF12);imag(SF12);real(SF21);imag(SF21);real
(SF22);imag(SF22)];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Plot
s comparatius dels paràmetres S, sense i amb les conversions corresponents
amb els elements intrínsecs considerats
%S11
semilogx(frec,10*(log(abs(S11))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF11))), 'mo');
title('Guany S11');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S11 [dB]');figure;
%S22
semilogx(frec,10*(log(abs(S22))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF22))), 'mo');
title('Guany S22');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S22 [dB]');figure;
%S12
semilogx(frec,10*(log(abs(S12))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF12))), 'mo');
title('Guany S12');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S12 [dB]');figure;
%S21
semilogx(frec,10*(log(abs(S21))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF21))), 'mo');
title('Guany S21');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S21 [dB]');figure;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Comparació dels paràmetres S de guany en Carta de Smith i en Diagrama
Polar
% smithchart(S11);hold on;figure;
% smithchart(S12);hold on;figure;
% smithchart(S21);hold on;figure;
% smithchart(S22);hold on;
% [ThetaS21,Rhos21]=cart2pol(real(S21),imag(S21));
% [ThetaS12,Rhos12]=cart2pol(real(S12),imag(S12));
% polar(ThetaS21,Rhos21);figure;
% polar(ThetaS12,Rhos12);
% [ThetaSF21,RhosF21]=cart2pol(real(SF21),imag(SF21));
% [ThetaSF12,RhosF12]=cart2pol(real(SF12),imag(SF12));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Guardar els resultats finals del circuit 1 %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
gmi=gmi';Cgsi=Cgsi';
    save gmi_circuit1.txt gmi -ascii;
    save Cgsi_circuit1.txt Cgsi -ascii;
    save frec_circuit1.txt frec -ascii;
    save VgsQ_circuit1.txt VgsQ -ascii;
    save VdsQ_circuit1.txt VdsQ -ascii;
```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% RESULTATS circuit 1 (Primera aproximació) %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all;
clc;
format long g

%Carregar els elements circuitals de la primera aproximació del circuit en
petit senyal
Cgsi_vs_freq=load('Cgsi_circuit1.txt');
gmi_vs_freq=load('gmi_circuit1.txt');

frec=load('frec_circuit1.txt');
VdsQ=load('VdsQ_circuit1.txt');
VgsQ=load('VgsQ_circuit1.txt');

%Les mitjanes dels valors dels elements intrínsecs
gmi=mean(gmi_vs_freq); %[siemens]
Cgsi=mean(Cgsi_vs_freq); %[farads]
w=2*pi*frec;w=w'; %[radians]
RLoad=50; %[ohms]

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Guany de corrent per extreure la freqüència de tall (GI)-->(fT)
%Definició del guany de corrent GI=(gm)/(2*pi*frec*Cgs) on frec=fT quan
GI=1

%Definició de variables simbòliques
syms gm Cgs fT; %símbols
%Igualació del guany de corrent GI a 1 per extreure la freqüència de tall
fT
GI=((gm)/(2*pi*fT*Cgs))-1;
%Resoldre i aïllar la fT de l'equació de GI i li donem el nom
"cutoff_freq1"
cutoff_freq1=solve(GI,'fT');
%Mostrar-ho per pantalla de manera fraccional
disp('fT ='), pretty(cutoff_freq1)
%Substitució a l'equació "cutoff_freq1", dels paràmetres intrínsecs
obtinguts al fitxer circuit1 per obtenir un valor numèric aproximat
fT_circuit1=subs(cutoff_freq1,{gm,Cgs},{gmi,Cgsi})

%Repercussió de Cgsi a la fT amb la variació de dopatge del 50% més i menys
Cgsi_variation=linspace(Cgsi-(Cgsi/2),Cgsi+(Cgsi/2),100);
gmi_cte(1:100)=gmi;
fT_vs_Cgsi_circuit1=subs(cutoff_freq1,{gm,Cgs},{gmi_cte,Cgsi_variation});

%Repercussió de gmi a la fT amb la variació de dopatge del 50% més i menys
gmi_variation=linspace(gmi-(gmi/2),gmi+(gmi/2),100);
Cgsi_cte(1:100)=Cgsi;
fT_vs_gmi_circuit1=subs(cutoff_freq1,{gm,Cgs},{gmi_variation,Cgsi_cte});

%PLOT fT vs canvis en els paràmetres circuitals
%Valor normalitzat de la fT
fT_vs_Cgsi_circuit1_norm=((fT_vs_Cgsi_circuit1-
fT_circuit1)/fT_circuit1)*100;

```

```

fT_vs_gmi_circuit1_norm=((fT_vs_gmi_circuit1-fT_circuit1)/fT_circuit1)*100;
%No seria 101 posicions el següent vector xaxis?????? pq serveix???
Xaxis=linspace(-50,50,100);
plot(Xaxis,fT_vs_Cgsi_circuit1_norm,'+k',Xaxis,fT_vs_gmi_circuit1_norm,'+b'
);
legend('fT vs Cgsi','fT vs gmi','Location','Best');
xlabel('canvis als paràmetres circuitals [%]');ylabel('canvis a fT
[%]');figure;hold on;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Guany de potència per extreure la freqüència màxima (GP)-->(fmax)
%Definició de guany de potència  $GP=((gm^2)*RL)/(2*pi*frec*Cgs)$  on  $frec=fmax$ 
quan  $GP=1$ 

%Definició de variables simbòliques
syms gm RL Cgs fmax; %símbols
%Igualació del guany de potència a 1 per extreure la freqüència màxima fmax
 $GP=((gm^2)*RL)/(2*pi*fmax*Cgs)-1$ ;
%Resoldre i aïllar la fmax de l'equació GP i li donem el nom "fmax_freq1"
max_freq1=solve(GP,'fmax');
%Mostrar-ho per pantalla de manera fraccional
disp('fmax ='), pretty(max_freq1)
%Substitució a l'equació "fmax_freq1", dels paràmetres intrínsecs obtinguts
al fitxer circuit1 per obtenir un valor numèric aproximat
fmax_circuit1=subs(max_freq1,{gm,Cgs,RL},{gmi,Cgsi,RLoad})

%Repercussió de Cgsi a la fmax
Cgsi_variation=linspace(Cgsi-(Cgsi/2),Cgsi+(Cgsi/2),100);
gmi_cte(1:100)=gmi;
RLoad_cte(1:100)=RLoad;
fmax_vs_Cgsi_circuit1=subs(max_freq1,{gm,Cgs,RL},{gmi_cte,Cgsi_variation,RLo
oad_cte});

%Repercussió de gmi a la fmax
gmi_variation=linspace(gmi-(gmi/2),gmi+(gmi/2),100);
Cgsi_cte(1:100)=Cgsi;
RLoad_cte(1:100)=RLoad;
fmax_vs_gmi_circuit1=subs(max_freq1,{gm,Cgs,RL},{gmi_variation,Cgsi_cte,RLo
ad_cte});

%Repercussió de RLoad a la fmax
RLoad_variation=linspace(RLoad-(RLoad/2),RLoad+(RLoad/2),100);
Cgsi_cte(1:100)=Cgsi;
gmi_cte(1:100)=gmi;
fmax_vs_RLoad_circuit1=subs(max_freq1,{gm,Cgs,RL},{gmi_cte,Cgsi_cte,RLoad_v
ariation});

%PLOT fmax vs canvis en els paràmetres circuitals
%Valor normalitzat de la fmax
fmax_vs_Cgsi_circuit1_norm=((fmax_vs_Cgsi_circuit1-
fmax_circuit1)/fmax_circuit1)*100;
fmax_vs_gmi_circuit1_norm=((fmax_vs_gmi_circuit1-
fmax_circuit1)/fmax_circuit1)*100;
fmax_vs_RLoad_circuit1_norm=((fmax_vs_RLoad_circuit1-
fmax_circuit1)/fmax_circuit1)*100;
Xaxis=linspace(-50,50,100);

```

```

plot(Xaxis,fmax_vs_Cgsi_circuit1_norm,'+k',Xaxis,fmax_vs_gmi_circuit1_norm,
'+b',Xaxis,fmax_vs_RLoad_circuit1_norm,'+r');
legend('fmax vs Cgsi', 'fmax vs gmi','fmax vs Rload','Location','Best');
xlabel('canvis als paràmetres circuitals [%]');ylabel('canvis a fmax
[%]');figure;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Plot Gi i Gp vs w
GIi=10*log((gmi)./(w*Cgsi)); %[dB]
GPi=10*log(((gmi^2)*RLoad)./(w*Cgsi)); %[dB]
semilogx(frec,GIi,'b+',frec,GPi,'k*');
legend('Guany de corrent','Guany de potència','Location','Best');
xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('Guany [dB]');figure;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Obtenció de les potències a l'entrada i sortida de l'amplificador RF
%vin=0.5*sin(wt); El senyal AC d'entrada és un senyal sinusoidal de 0.5 V
peak, obtenció del valor eficaç vineff
vineff=0.5/(sqrt(2)); %[volts]
%Punt de polarització -> VgsQ=4; VdsQ=28; %[volts]
%%%Potència d'entrada -> Pin(RF)
PinRF_circuit1=w.*Cgsi*vineff^2;
%%%Potència de sortida -> Pout(RF)
PoutRF_circuit1=(gmi^2)*RLoad*(vineff^2);
PoutRF_circuit1(1:length(frec))=PoutRF_circuit1; %PoutRF_circuit1 no depén
de w

IdQ=gmi*VgsQ; %Corrent de drenador en DC [ampers]
PDC_circuit1=gmi*VgsQ*VdsQ;
PDC_circuit1=IdQ*VdsQ; %Potència dissipada en DC [watts]
PDC_circuit1(1:length(frec))=PDC_circuit1;
Eta_circuit1=100*(PoutRF_circuit1/PDC_circuit1); %Definició de l'eficiència
de l'amplificador [%]
PinRF_circuit1=PinRF_circuit1'; %no se si fer akesta linia???????
PAE_circuit1=100*((PoutRF_circuit1-PinRF_circuit1)/(PDC_circuit1));
%Definició de la PAE de l'amplificador [%]

%Plots corresponents a l'eficiència i a la PAE de l'amplificador RF
semilogx(frec, PinRF_circuit1,'g+',frec, PoutRF_circuit1,'bo');
legend('PinRF', 'PoutRF','Location','Best');xlabel('freqüència
[Hz]');ylabel('Potència RF a la entrada i sortida');figure;
semilogx(frec, PAE_circuit1,'r+');
legend('PAE','Location','Best');xlabel('freqüència [Hz]');ylabel('PAE
[%]');

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Circuit 2 (Segona aproximació) %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all;
clc;
format long g

%En aquest circuit s'afegeix la capacitat intrínseca drenador-font Cds per
tal d'aconseguir un resultat que s'ajusti més al comportament del
transistor

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%-----%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

File='S-NASubtle14.txt';
Path_Sparams='C:\TFC_Cèlia\usb_avui\Mfiles_TFC_Cèlia\carpeta_amb_txt\';
PathFile=[Path_Sparams File];

fid=fopen(PathFile,'r');
contline=fgetl(fid);
n=1;
test = strcmp(strtrim(contline), 'BEGIN_DB');
while test ~=1
    contline=fgetl(fid);
    test = strcmp(strtrim(contline), 'BEGIN_DB');
    n=n+1;
end
contline=fgetl(fid);
Line = fscanf(fid,'%f %f %f %f %f %f %f %f %f',[9 inf]);
fclose(fid);

for x=1:length(Line)
    freq(x)=Line(1,x);
    realS11(x)=Line(2,x);imagS11(x)=Line(3,x);
    realS12(x)=Line(4,x);imagS12(x)=Line(5,x);
    realS21(x)=Line(6,x);imagS21(x)=Line(7,x);
    realS22(x)=Line(8,x);imagS22(x)=Line(9,x);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%-----%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

w=2*pi.*freq; w=w';%[radians]
Z0=50; %[ohms]
Y0=1/Z0; %[siemens]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

VdsQ=28 ;%[volts]
VgsQ=4 ;%[volts]
Width=1000; %[micrometres]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for x=1:length(freq),
    S11(x)=realS11(x)+i*imagS11(x);
    S12(x)=realS12(x)+i*imagS12(x);
    S21(x)=realS21(x)+i*imagS21(x);
    S22(x)=realS22(x)+i*imagS22(x);
end

```

```

end;

S=[S11(1:length(frec)),S12(1:length(frec));S21(1:length(frec)),S22(1:length
(frec))];

Y=StoYW(S11,S12,S21,S22,Z0,Width);
Y11=Y(1,1:length(S11));Y12=Y(1,(length(S12)+1):length(Y));
Y21=Y(2,1:length(S21));Y22=Y(2,(length(S22)+1):length(Y));
S=YtoS(Y11,Y12,Y21,Y22,Z0);
S11=S(1,1:length(Y11));S12=S(1,(length(Y12)+1):length(S));
S21=S(2,1:length(Y21));S22=S(2,(length(Y22)+1):length(S));

for x=1:length(frec)
%Afegim la definició de la capacitat drenador-font Cdsi (MODEL VESTLING)
    gmi(x)=real(Y21(x));
    Cgsi(x)=(imag(Y11(x)))/(w(x));
    Cdsi(x)=(imag(Y22(x)))/(w(x));
%En aquest cas, consegüentment, el paràmetre YF22 ha variat respecte la
primera aproximació, doncs s'afegeix un element més a l'anàlisi nodal.
    YF11(x)=(i*w(x)*(Cgsi(x)));
    YF12(x)=0;
    YF21(x)=(gmi(x));
    YF22(x)=(i*w(x)*(Cdsi(x)));
end;

%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% %Plots dels paràmetres intrínsecs d'aquest circuit
% semilogx(frec,gmi,'g-');title('gmi');
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('gmi [S]');figure;
% plot_Cgsi=semilogx(frec,Cgsi,'r-');title('Cgsi'); %ho he assignat
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('Cgsi [F]');figure;
% save plot_Cgsi_c1-S14.txt plot_Cgsi -ascii; %ho he guardat
% semilogx(frec,Cdsi,'b-');title('Cdsi');
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('Cdsi [F]');figure;
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

SF=YtoS(YF11,YF12,YF21,YF22,Z0);
SF11=SF(1,1:length(S11));SF12=SF(1,(length(S12)+1):length(SF));
SF21=SF(2,1:length(S21));SF22=SF(2,(length(S22)+1):length(SF));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%S11
semilogx(frec,10*(log(abs(S11))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF11))), 'mo');
title('Guany S11');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S11 [dB]');figure;
%S22
semilogx(frec,10*(log(abs(S22))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF22))), 'mo');
title('Guany S22');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S22 [dB]');figure;
%S12
semilogx(frec,10*(log(abs(S12))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF12))), 'mo'); %no va bé!!!!!!
title('Guany S12');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S12 [dB]');figure;
%S21

```

```

semilogx(frec,10*(log(abs(S21))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF21))), 'mo');
title('Guany S21');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S21 [dB]');figure;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Comparació dels paràmetres S de guany en Carta de Smith i en Diagrama
Polar
smithchart(S11);hold on;figure;
[ThetaS21,Rhos21]=cart2pol(real(S21),imag(S21));
[ThetaS12,Rhos12]=cart2pol(real(S12),imag(S12));
polar(ThetaS21,Rhos21);figure;
polar(ThetaS12,Rhos12);
[ThetaSF21,RhosF21]=cart2pol(real(SF21),imag(SF21));
[ThetaSF12,RhosF12]=cart2pol(real(SF12),imag(SF12));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Guardar els resultats finals del circuit 2 %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

gmi=gmi';Cgsi=Cgsi';Cdsi=Cdsi';
save gmi_circuit2.txt gmi -ascii;
save Cgsi_circuit2.txt Cgsi -ascii;
save Cdsi_circuit2.txt Cdsi -ascii;
save frec_circuit2.txt frec -ascii;
save VgsQ_circuit2.txt VgsQ -ascii;
save VdsQ_circuit2.txt VdsQ -ascii;

```



```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% RESULTATS circuit 2 (Segona aproximació) %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all;
clc;
format long g

%Carregar els elements circuitals de la segona aproximació del circuit en
petit senyal
Cgsi_vs_freq=load('Cgsi_circuit2.txt');
gmi_vs_freq=load('gmi_circuit2.txt');
Cdsi_vs_freq=load('Cdsi_circuit2.txt');

frec=load('frec_circuit2.txt');
VdsQ=load('VdsQ_circuit2.txt');
VgsQ=load('VgsQ_circuit2.txt');

%Les mitjanes dels valors dels elements intrínsecs
gmi=mean(gmi_vs_freq); %[siemens]
Cgsi=mean(Cgsi_vs_freq); %[farads]
Cdsi=mean(Cdsi_vs_freq); %[farads]
w=2*pi*frec;w=w'; %[radiants]
RLoad=50; %[ohms]

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Guany de corrent per extreure la freqüència de tall (GI)-->(fT)
%Definició del guany de corrent
GI=((gm)/(2*pi*frec*Cgs*sqrt(1+4*pi^2*frec^2*Cds^2*RL^2))) on frec=fT quan
GI=1

%Definició de variables simbòliques
syms gm Cgs Cds RL fT; % símbols
GI=((gm)/(2*pi*fT*Cgs*sqrt(1+4*pi^2*fT^2*Cds^2*RL^2)))-1;
cutoff_freq2=solve(GI,'fT');
disp('fT ='), pretty(cutoff_freq2)
fT_circuit2=subs(cutoff_freq2,{gm,Cgs,Cds,RL},{gmi,Cgsi,Cdsi,RLoad})

%Repercussió de Cgsi a la fT amb la variació de dopatge del 50% més i menys
Cgsi_variation=linspace(Cgsi-(Cgsi/2),Cgsi+(Cgsi/2),100);
gmi_cte(1:100)=gmi;
fT_vs_Cgsi_circuit2=subs(cutoff_freq2,{gm,Cgs},{gmi_cte,Cgsi_variation});

%Repercussió de gmi a la fT amb la variació de dopatge del 50% més i menys
gmi_variation=linspace(gmi-(gmi/2),gmi+(gmi/2),100);
Cgsi_cte(1:100)=Cgsi;
fT_vs_gmi_circuit2=subs(cutoff_freq2,{gm,Cgs},{gmi_variation,Cgsi_cte});

%PLOT fT vs canvis en els paràmetres circuitals
%Valor normalitzat de la fT
fT_vs_Cgsi_circuit2_norm=((fT_vs_Cgsi_circuit2-
fT_circuit2(1))/fT_circuit2(1))*100;
fT_vs_gmi_circuit2_norm=((fT_vs_gmi_circuit2-
fT_circuit2(1))/fT_circuit2(1))*100;
%No seria 101 posicions el següent vector xaxis?????? pq serveix???
Xaxis=linspace(-50,50,101);

```

```

plot(Xaxis,fT_vs_Cgsi_circuit2_norm,'+k',Xaxis,fT_vs_gmi_circuit2_norm,'+b'
);
legend('fT vs Cgsi','fT vs gmi','Location','Best');
xlabel('canvis als paràmetres circuitals [%]');ylabel('canvis a fT
[%]');figure;hold on;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Guany de potència per extreure la freqüència màxima (GP)-->(fmax)
%Definició de guany de potència
GP=((gm^2*RL)/(2*pi*frec*Cgs*(1+4*pi^2*frec^2*Cds^2*RL^2))) on frec=fmax
quan GP=1

%Definició de variables simbòliques
syms gm Cgs Cds RL fmax % símbols
GP=((gm^2*RL)/(2*pi*fmax*Cgs*(1+4*pi^2*fmax^2*Cds^2*RL^2)))-1;
max_freq2=solve(GP,'fmax');
disp('fmax ='), pretty(max_freq2)
fmax_circuit2=subs(max_freq2,{gm,Cgs,Cds,RL},{gmi,Cgsi,Cdsi,RLoad})

%Repercurssió de Cgsi a la fmax
Cgsi_variation=linspace(Cgsi-(Cgsi/2),Cgsi+(Cgsi/2),100);
gmi_cte(1:100)=gmi;
RLoad_cte(1:100)=RLoad;
fmax_vs_Cgsi_circuit2=subs(max_freq2,{gm,Cgs,RL},{gmi_cte,Cgsi_variation,RL
oad_cte});

%Repercussió de gmi a la fmax
gmi_variation=linspace(gmi-(gmi/2),gmi+(gmi/2),100);
Cgsi_cte(1:100)=Cgsi;
RLoad_cte(1:100)=RLoad;
fmax_vs_gmi_circuit2=subs(max_freq2,{gm,Cgs,RL},{gmi_variation,Cgsi_cte,RLo
ad_cte});

%Repercussió de RLoad a la fmax
RLoad_variation=linspace(RLoad-(RLoad/2),RLoad+(RLoad/2),100);
Cgsi_cte(1:100)=Cgsi;
gmi_cte(1:100)=gmi;
fmax_vs_RLoad_circuit2=subs(max_freq2,{gm,Cgs,RL},{gmi_cte,Cgsi_cte,RLoad_v
ariation});

%PLOT fmax vs canvis en els paràmetres circuitals
%Valor normalitzat de la fmax
fmax_vs_Cgsi_circuit2_norm=((fmax_vs_Cgsi_circuit2-
fmax_circuit2(1))/fmax_circuit2(1))*100;
fmax_vs_gmi_circuit2_norm=((fmax_vs_gmi_circuit2-
fmax_circuit2(1))/fmax_circuit2(1))*100;
fmax_vs_RLoad_circuit2_norm=((fmax_vs_RLoad_circuit2-
fmax_circuit2(1))/fmax_circuit2(1))*100;
Xaxis=linspace(-50,50,100);
plot(Xaxis,fmax_vs_Cgsi_circuit2_norm,'+k',Xaxis,fmax_vs_gmi_circuit2_norm,
'+b',Xaxis,fmax_vs_RLoad_circuit2_norm,'+r');
legend('fmax vs Cgsi','fmax vs gmi','fmax vs Rload','Location','Best');
xlabel('canvis als paràmetres circuitals [%]');ylabel('canvis a fmax
[%]');figure;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Plot Gi and Gp vs w
GIi=10*log((gmi)/(w*Cgsi)); %[dB]
GPi=10*log(((gmi^2)*RLoad)/(w*Cgsi)); %[dB]
semilogx(frec,GIi,'b+',frec,GPi,'k*');
legend('Guany de corrent','Guany de potència','Location','Best');
xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('Guany [dB]');figure;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Obtenció de les potències a l'entrada i sortida de l'amplificador RF
%vin=0.5*sin(wt); El senyal AC d'entrada és un senyal sinusoidal de 0.5 V
peak, obtenció del valor eficaz vineff
vineff=0.5/(sqrt(2)); %[volts]
%Punt de polarització -> VgsQ=4; VdsQ=28; %[volts]
%%%Potència d'entrada -> Pin(RF)
PinRF_circuit2=w.*Cgsi*vineff^2;
%%%Potència de sortida -> Pout(RF)
PoutRF_circuit2=(gmi^2)*RLoad*(vineff^2)/(1+(w^2)*(Cdsi^2)*(RLoad^2));
PoutRF_circuit2(1:length(frec))=PoutRF_circuit2; %PoutRF_circuit2 no depén
de w

IdQ=gmi*VgsQ; %Corrent de drenador en DC [amperes]
PDC_circuit2=gmi*VgsQ*VdsQ;
PDC_circuit2=IdQ*VdsQ; %Potència dissipada en DC [watts]
PDC_circuit2(1:length(frec))=PDC_circuit2;

Eta_circuit2=100*(PoutRF_circuit2/PDC_circuit2); %Definició de l'eficiència
de l'amplificador [%]
PinRF_circuit2=PinRF_circuit2'; %no se si fer akesta linia???????????
PAE_circuit2=100*((PoutRF_circuit2-PinRF_circuit2)/(PDC_circuit2));

%Plots corresponents a l'eficiència i a la PAE de l'amplificador RF
semilogx(frec, PinRF_circuit2,'g+',frec, PoutRF_circuit2,'bo');
legend('PinRF', 'PoutRF','Location','Best');xlabel('freqüència
[Hz]');ylabel('Potència RF a la entrada i sortida');figure;
semilogx(frec, PAE_circuit2,'r+');
legend('PAE','Location','Best');xlabel('freqüència [Hz]');ylabel('PAE
[%]');

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Circuit 3 (Tercera aproximació)%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all;
clc;
format long g

%En aquest circuit s'afegeix la capacitat intrínseca drenador-font Cds i la
conductància gdsi per tal d'aconseguir un resultat que s'ajusti molt més al
comportament del transistor

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%-----%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

File='S-NASuble14.txt';
Path_Sparams='C:\TFC_Cèlia\usb_avui\Mfiles_TFC_Cèlia\carpeta_amb_txt\';
PathFile=[Path_Sparams File];

fid=fopen(PathFile,'r');
contline=fgetl(fid);
n=1;
test = strcmp(strtrim(contline), 'BEGIN_DB');
while test ~=1
    contline=fgetl(fid);
    test = strcmp(strtrim(contline), 'BEGIN_DB');
    n=n+1;
end
contline=fgetl(fid);
Line = fscanf(fid,'%f %f %f %f %f %f %f %f %f',[9 inf]);
fclose(fid);

for x=1:length(Line)
    freq(x)=Line(1,x);
    realS11(x)=Line(2,x);imagS11(x)=Line(3,x);
    realS12(x)=Line(4,x);imagS12(x)=Line(5,x);
    realS21(x)=Line(6,x);imagS21(x)=Line(7,x);
    realS22(x)=Line(8,x);imagS22(x)=Line(9,x);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%-----%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

w=2*pi.*freq; w=w'; %[radians]
Z0=50; %[ohms]
Y0=1/Z0; %[siemens]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

VdsQ=28 ; %[volts]
VgsQ=4 ; %[volts]
Width=1000; %[micrometres]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for x=1:length(freq),
    S11(x)=realS11(x)+i*imagS11(x);
    S12(x)=realS12(x)+i*imagS12(x);
    S21(x)=realS21(x)+i*imagS21(x);
    S22(x)=realS22(x)+i*imagS22(x);
end

```

```

end;

S=[S11(1:length(frec)),S12(1:length(frec));S21(1:length(frec)),S22(1:length
(frec))];

Y=StoYW(S11,S12,S21,S22,Z0,Width);
Y11=Y(1,1:length(S11));Y12=Y(1,(length(S12)+1):length(Y));
Y21=Y(2,1:length(S21));Y22=Y(2,(length(S22)+1):length(Y));
S=YtoS(Y11,Y12,Y21,Y22,Z0);
S11=S(1,1:length(Y11));S12=S(1,(length(Y12)+1):length(S));
S21=S(2,1:length(Y21));S22=S(2,(length(Y22)+1):length(S));

for x=1:length(frec)
%Afegim la definició de la capacitat drenador-font Cdsi i de la
conductància drenador-font gdsi (MODEL VESTLING)
    gmi(x)=real(Y21(x));
    Cgsi(x)=(imag(Y11(x)))/(w(x));
    Cdsi(x)=(imag(Y22(x)))/(w(x));
    gdsi(x)=real(Y22(x));
%En aquest cas, conseqüentment, el paràmetre YF22 ha variat respecte la
segona aproximació, doncs s'afegeix un element més a l'anàlisi nodal.
    YF11(x)=i*w(x)*(Cgsi(x));
    YF12(x)=0;
    YF21(x)=gmi(x);
    YF22(x)=gdsi(x)+(i*w(x)*(Cdsi(x)));
end;

%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% %Plots dels paràmetres intrínsecs d'aquest circuit
% semilogx(frec,gmi,'g-');title('gmi');
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('gmi [S]');figure;
% plot_Cgsi=semilogx(frec,Cgsi,'r-');title('Cgsi'); %ho he assignat
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('Cgsi [F]');figure;
% save plot_Cgsi_c1-S14.txt plot_Cgsi -ascii; %ho he guardat
% semilogx(frec,Cdsi,'b-');title('Cdsi');
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('Cdsi [F]');figure;
% semilogx(frec,gdsi,'y-');title('gdsi');
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('gdsi [S]');figure;
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

SF=YtoS(YF11,YF12,YF21,YF22,Z0);
SF11=SF(1,1:length(S11));SF12=SF(1,(length(S12)+1):length(SF));
SF21=SF(2,1:length(S21));SF22=SF(2,(length(S22)+1):length(SF));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%S11
semilogx(frec,10*(log(abs(S11))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF11))), 'mo');
title('Guany S11');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S11 [dB]');figure;
%S22
semilogx(frec,10*(log(abs(S22))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF22))), 'mo');
title('Guany S22');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S22 [dB]');figure;
%S12

```

```

semilogx(frec,10*(log(abs(S12))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF12))), 'mo');          %%%%%%no va bé!
title('Guany S12');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S12 [dB]');figure;
%S21
semilogx(frec,10*(log(abs(S21))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF21))), 'mo');
title('Guany S21');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S21 [dB]');figure;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Comparació dels paràmetres S de guany en Carta de Smith i en Diagrama
Polar
smithchart(S11);hold on;figure;
[ThetaS21,Rhos21]=cart2pol(real(S21),imag(S21));
[ThetaS12,Rhos12]=cart2pol(real(S12),imag(S12));
polar(ThetaS21,Rhos21);figure;
polar(ThetaS12,Rhos12);
[ThetaSF21,RhosF21]=cart2pol(real(SF21),imag(SF21));
[ThetaSF12,RhosF12]=cart2pol(real(SF12),imag(SF12));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Guardar els resultats finals del circuit 3 %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

gmi=gmi';Cgsi=Cgsi';Cdsi=Cdsi';gdsi=gdsi';
save gmi_circuit3.txt gmi -ascii;
save Cgsi_circuit3.txt Cgsi -ascii;
save Cdsi_circuit3.txt Cdsi -ascii;
save gdsi_circuit3.txt gdsi -ascii;
save frec_circuit3.txt frec -ascii;
save VgsQ_circuit3.txt VgsQ -ascii;
save VdsQ_circuit3.txt VdsQ -ascii;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% RESULTATS circuit 3 (Tercera aproximació) %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all;
clc;
format long g

%Carregar els elements circuitals de la tercera aproximació del circuit en
petit senyal
Cgsi_vs_freq=load('Cgsi_circuit3.txt');
gmi_vs_freq=load('gmi_circuit3.txt');
Cdsi_vs_freq=load('Cdsi_circuit3.txt');
gdsi_vs_freq=load('gdsi_circuit3.txt');

frec=load('frec_circuit3.txt');
VdsQ=load('VdsQ_circuit3.txt');
VgsQ=load('VgsQ_circuit3.txt');

%Les mitjanes dels valors dels elements intrínsecs
gmi=mean(gmi_vs_freq); %[siemens]
Cgsi=mean(Cgsi_vs_freq); %[farads]
Cdsi=mean(Cdsi_vs_freq); %[farads]
gdsi=mean(gdsi_vs_freq); %[farads]
w=2*pi*frec;w=w'; %[radiants]
RLoad=50; %[ohms]

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Guany de corrent per extreure la freqüència de tall (GI)-->(fT)
%Definició del guany de corrent
GI=((gm)/(2*pi*frec*Cgs*sqrt((1+RL*gds)^2)+4*pi^2*frec^2*Cds^2*RL^2)) on
frec=fT quan GI=1

%Definició de variables simbòliques
syms gm Cgs Cds RL gds fT; % símbols
GI=((gm)/(2*pi*fT*Cgs*sqrt((1+RL*gds)^2)+4*pi^2*fT^2*Cds^2*RL^2))-1;
cutoff_freq3=solve(GI,'fT');
disp('fT ='), pretty(cutoff_freq3)
fT_circuit3=subs(cutoff_freq3,{gm,Cgs,Cds,RL,gds},{gmi,Cgsi,Cdsi,RLoad,gdsi
})

%Repercussió de Cgsi a la fT amb la variació de dopatge del 50% més i menys
Cgsi_variation=linspace(Cgsi-(Cgsi/2),Cgsi+(Cgsi/2),100);
gmi_cte(1:100)=gmi;
fT_vs_Cgsi_circuit3=subs(cutoff_freq3,{gm,Cgs},{gmi_cte,Cgsi_variation});

%Repercussió de gmi a la fT amb la variació de dopatge del 50% més i menys
gmi_variation=linspace(gmi-(gmi/2),gmi+(gmi/2),100);
Cgsi_cte(1:100)=Cgsi;
fT_vs_gmi_circuit3=subs(cutoff_freq3,{gm,Cgs},{gmi_variation,Cgsi_cte});

%PLOT fT vs canvis en els paràmetres circuitals
%Valor normalitzat de la fT
fT_vs_Cgsi_circuit3_norm=((fT_vs_Cgsi_circuit3-
fT_circuit3(1))/fT_circuit3(1))*100;

```

```

fT_vs_gmi_circuit3_norm=((fT_vs_gmi_circuit3-
fT_circuit3(1))/fT_circuit3(1))*100;
%No seria 101 posicions el següent vector xaxis????? pq serveix???
Xaxis=linspace(-50,50,100);
plot(Xaxis,fT_vs_Cgsi_circuit3_norm,'k',Xaxis,fT_vs_gmi_circuit3_norm,'+b'
);
legend('fT vs Cgsi','fT vs gmi','Location','Best');
xlabel('canvis als paràmetres circuitals [%]');ylabel('canvis a fT
[%]');figure;hold on;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Guany de potència per extreure la freqüència màxima (GP)-->(fmax)
%Definició de guany de potència
GP=((gm^2*RL)/(2*pi*frec*Cgs*((1+RL*gds)^2)+4*pi^2*frec^2*Cds^2*RL^2)) on
frec=fmax quan GP=1

%Definició de variables simbòliques
syms gm Cgs Cds RL gds fmax %símbols
GP=((gm^2*RL)/(2*pi*fmax*Cgs*((1+RL*gds)^2)+4*pi^2*fmax^2*Cds^2*RL^2))-1;
max_freq3=solve(GP,'fmax');
disp('fmax ='), pretty(max_freq3)
fmax_circuit3=subs(max_freq3,{gm,Cgs,Cds,RL,gds},{gmi,Cgsi,Cdsi,RLoad,gdsi}
)

%Repercurssió de Cgsi a la fmax
Cgsi_variation=linspace(Cgsi-(Cgsi/2),Cgsi+(Cgsi/2),100);
gmi_cte(1:100)=gmi;
RLoad_cte(1:100)=RLoad;
fmax_vs_Cgsi_circuit3=subs(max_freq3,{gm,Cgs,RL},{gmi_cte,Cgsi_variation,RLo
oad_cte});

%Repercussió de gmi a la fmax
gmi_variation=linspace(gmi-(gmi/2),gmi+(gmi/2),100);
Cgsi_cte(1:100)=Cgsi;
RLoad_cte(1:100)=RLoad;
fmax_vs_gmi_circuit3=subs(max_freq3,{gm,Cgs,RL},{gmi_variation,Cgsi_cte,RLo
ad_cte});

%Repercussió de RLoad a la fmax
RLoad_variation=linspace(RLoad-(RLoad/2),RLoad+(RLoad/2),100);
Cgsi_cte(1:100)=Cgsi;
gmi_cte(1:100)=gmi;
fmax_vs_RLoad_circuit3=subs(max_freq3,{gm,Cgs,RL},{gmi_cte,Cgsi_cte,RLoad_v
ariation});

%PLOT fmax vs canvis en els paràmetres circuitals
%Valor normalitzat de la fmax
fmax_vs_Cgsi_circuit3_norm=((fmax_vs_Cgsi_circuit3-
fmax_circuit3(1))/fmax_circuit3(1))*100;
fmax_vs_gmi_circuit3_norm=((fmax_vs_gmi_circuit3-
fmax_circuit3(1))/fmax_circuit3(1))*100;
fmax_vs_RLoad_circuit3_norm=((fmax_vs_RLoad_circuit3-
fmax_circuit3(1))/fmax_circuit3(1))*100;
Xaxis=linspace(-50,50,100);

```



```

plot(Xaxis,fmax_vs_Cgsi_circuit3_norm,'+k',Xaxis,fmax_vs_gmi_circuit3_norm,
'+b',Xaxis,fmax_vs_RLoad_circuit3_norm,'+r');
legend('fmax vs Cgsi', 'fmax vs gmi','fmax vs Rload','Location','Best');
xlabel('canvis als paràmetres circuitals [%]');ylabel('canvis a fmax
[%]');figure;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Plot Gi and Gp vs w
GIi=10*log((gmi)./(w*Cgsi)); %[dB]
GPi=10*log(((gmi^2)*RLoad)./(w*Cgsi)); %[dB]
semilogx(frec,GIi,'b+',frec,GPi,'k*');
legend('Guany de corrent','Guany de potència','Location','Best');
xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('Guany [dB]');figure;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Obtenció de les potències a l'entrada i sortida de l'amplificador RF
%vin=0.5*sin(wt); El senyal AC d'entrada és un senyal sinusoidal de 0.5 V
peak, obtenció del valor eficaz vineff
vineff=0.5/(sqrt(2)); %[volts]
%Punt de polarització -> VgsQ=4; VdsQ=28; %[volts]
%%%Potència d'entrada -> Pin(RF)
PinRF_circuit3=w.*Cgsi*vineff^2;
%%%Potència de sortida -> Pout(RF)
PoutRF_circuit3=(gmi^2)*RLoad*(vineff^2)./(((1+RLoad.*gdsi)^2)+(w^2)*(Cdsi.
^2)*(RLoad^2));
PoutRF_circuit3(1:length(frec))=PoutRF_circuit3; %PoutRF_circuit3 no depén
de w

IdQ=gmi*VgsQ; %Corrent de drenador en DC [amperes]
PDC_circuit3=gmi*VgsQ*VdsQ;
PDC_circuit3=IdQ*VdsQ; %Potència dissipada en DC [watts]
PDC_circuit3(1:length(frec))=PDC_circuit3;

Eta_circuit3=100*(PoutRF_circuit3/PDC_circuit3); %Definició de l'eficiència
de l'amplificador [%]
PinRF_circuit3=PinRF_circuit3'; %no se si fer akesta linia????
PAE_circuit3=100*((PoutRF_circuit3-PinRF_circuit3)/(PDC_circuit3));

%Plots corresponents a l'eficiència i a la PAE de l'amplificador RF
semilogx(frec, PinRF_circuit3,'g+',frec, PoutRF_circuit3,'bo');
legend('PinRF', 'PoutRF','Location','Best');xlabel('freqüència
[Hz]');ylabel('Potència RF a la entrada i sortida');figure;
semilogx(frec, PAE_circuit3,'r+');
legend('PAE','Location','Best');xlabel('freqüència [Hz]');ylabel('PAE
[%]');

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Circuit 4 (Quarta aproximacion)%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all;
clc;
format long g;

%En aquest circuit s'afegeix la capacitat intrínseca drenador-font Cds, la
conductància gdsi i la capacitat porta-drenador Cgdi per tal d'aconseguir
un resultat que s'ajusti encara molt més al comportament del transistor

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%-----%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

File='S-NASubtle14.txt';
Path_Sparams='C:\TFC_Cèlia\usb_avui\Mfiles_TFC_Cèlia\carpeta_amb_txt\';
PathFile=[Path_Sparams File];

fid=fopen(PathFile,'r');
contline=fgetl(fid);
n=1;
test = strcmp(strtrim(contline), 'BEGIN_DB');
while test ~=1
    contline=fgetl(fid);
    test = strcmp(strtrim(contline), 'BEGIN_DB');
    n=n+1;
end
contline=fgetl(fid);
Line = fscanf(fid,'%f %f %f %f %f %f %f %f %f',[9 inf]);
fclose(fid);

for x=1:length(Line)
    freq(x)=Line(1,x);
    realS11(x)=Line(2,x);imagS11(x)=Line(3,x);
    realS12(x)=Line(4,x);imagS12(x)=Line(5,x);
    realS21(x)=Line(6,x);imagS21(x)=Line(7,x);
    realS22(x)=Line(8,x);imagS22(x)=Line(9,x);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%-----%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

w=2*pi.*freq; w=w';%[radians]
Z0=50; %[ohms]
Y0=1/Z0; %[siemens]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

VdsQ=28 ;%[volts]
VgsQ=4 ;%[volts]
Width=1000; %[micrometres]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for x=1:length(freq),
    S11(x)=realS11(x)+i*imagS11(x);
    S12(x)=realS12(x)+i*imagS12(x);
    S21(x)=realS21(x)+i*imagS21(x);
    S22(x)=realS22(x)+i*imagS22(x);
end

```

```

end;

S=[S11(1:length(frec)),S12(1:length(frec));S21(1:length(frec)),S22(1:length
(frec))];

Y=StoYW(S11,S12,S21,S22,Z0,Width);
Y11=Y(1,1:length(S11));Y12=Y(1,(length(S12)+1):length(Y));
Y21=Y(2,1:length(S21));Y22=Y(2,(length(S22)+1):length(Y));
S=YtoS(Y11,Y12,Y21,Y22,Z0);
S11=S(1,1:length(Y11));S12=S(1,(length(Y12)+1):length(S));
S21=S(2,1:length(Y21));S22=S(2,(length(Y22)+1):length(S));

for x=1:length(frec)
    Yint11(x)=Y11(x);
    Yint12(x)=Y12(x);
    Yint21(x)=Y21(x);
    Yint22(x)=Y22(x);
    %Afegim la definició de la capacitat drenador-font Cdsi, de la conductància
    drenador-font gdsi i de la capacitat porta-drenador Cgdi(MODEL VESTLING)
    gmi(x)=real(Yint21(x));
    gdsi(x)=real(Yint22(x));Rdsi(x)=1/gdsi(x);
    Cgdi(x)=-(imag(Yint12(x)))/(w(x));
    Cdsi(x)=(imag(Yint12(x)+Yint22(x)))/(w(x));
    Cgsi(x)=(imag(Yint11(x)+Yint12(x)))/(w(x));
    %En aquest cas, conseqüentment, els 4 paràmetres han variat respecte la
    tercera aproximació, doncs s'afegeix un element més a l'anàlisi nodal
    YintF11(x)=i*w(x)*(Cgsi(x)+Cgdi(x));
    YintF12(x)=-i*w(x)*Cgdi(x);
    YintF21(x)=(gmi(x)-i*w(x)*Cgdi(x));
    YintF22(x)=gdsi(x)+i*w(x)*(Cdsi(x)+Cgdi(x));
end;
Yint=[Yint11(1:length(frec)),Yint12(1:length(frec));Yint21(1:length(frec)),
Yint22(1:length(frec))];

%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% %Plots dels paràmetres intrínsecs d'aquest circuit
% semilogx(frec,gmi,'g-');title('gmi');
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('gmi [S]');figure;
% plot_Cgsi=semilogx(frec,Cgsi,'r-');title('Cgsi'); %ho he assignat
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('Cgsi [F]');figure;
% save plot_Cgsi_c1-S14.txt plot_Cgsi -ascii; %ho he guardat
% semilogx(frec,Cdsi,'b-');title('Cdsi');
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('Cdsi [F]');figure;
% semilogx(frec,gdsi,'y-');title('gdsi');
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('gdsi [S]');figure;
% semilogx(frec,Cgdi,'c-');title('Cgdi');
% xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('Cgdi [S]');figure;
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

SF=YtoS(YintF11,YintF12,YintF21,YintF22,Z0);
SF11=SF(1,1:length(S11));SF12=SF(1,(length(S12)+1):length(SF));
SF21=SF(2,1:length(S21));SF22=SF(2,(length(S22)+1):length(SF));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```
%S11
semilogx(frec,10*(log(abs(S11))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF11))), 'mo');
title('Guany S11');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S11 [dB]');figure;
%S22
semilogx(frec,10*(log(abs(S22))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF22))), 'mo');
title('Guany S22');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S22 [dB]');figure;
%S12
semilogx(frec,10*(log(abs(S12))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF12))), 'mo');          %%%%no va bé!!!!
title('Guany S12');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S12 [dB]');figure;
%S21
semilogx(frec,10*(log(abs(S21))), 'c+');grid on;hold on;
semilogx(frec,10*(log(abs(SF21))), 'mo');
title('Guany S21');xlabel('Freqüència [Hz]');ylabel('S21 [dB]');figure;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Comparació dels paràmetres S de guany en Carta de Smith i en Diagrama
Polar
smithchart(S11);hold on;figure;
[ThetaS21,Rhos21]=cart2pol(real(S21),imag(S21));
[ThetaS12,Rhos12]=cart2pol(real(S12),imag(S12));
polar(ThetaS21,Rhos21);figure;
polar(ThetaS12,Rhos12);
[ThetaSF21,RhosF21]=cart2pol(real(SF21),imag(SF21));
[ThetaSF12,RhosF12]=cart2pol(real(SF12),imag(SF12));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Guardar els resultats finals del circuit 4 %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

gmi=gmi';gdsg=gdsg';Cgsi=Cgsi';Cgdi=Cgdi';Cdsi=Cdsi';
save gmi_circuit4.txt gmi -ascii;
save gdsg_circuit4.txt gdsg -ascii;
save Cgsi_circuit4.txt Cgsi -ascii;
save Cgdi_circuit4.txt Cgdi -ascii;
save Cdsi_circuit4.txt Cdsi -ascii;
save frec_circuit4.txt frec -ascii;
save VgsQ_circuit4.txt VgsQ -ascii;
save VdsQ_circuit4.txt VdsQ -ascii;
```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% RESULTATS circuit 4 (Quarta aproximació) %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all;
clc;
format long g

%Carregar els elements circuitals de la quarta aproximació del circuit en
petit senyal
Cgsi_vs_freq=load('Cgsi_circuit4.txt');
Cgdi_vs_freq=load('Cgdi_circuit4.txt');
Cdsi_vs_freq=load('Cdsi_circuit4.txt');
gmi_vs_freq=load('gmi_circuit4.txt');
gdsi_vs_freq=load('gdsi_circuit4.txt');

frec=load('frec_circuit4.txt');
VdsQ=load('VdsQ_circuit4.txt');
VgsQ=load('VgsQ_circuit4.txt');

%Les mitjanes dels valors dels elements intrínsecs
gmi=mean(gmi_vs_freq); %[siemens]
Cgsi=mean(Cgsi_vs_freq); %[farads]
Cdsi=mean(Cdsi_vs_freq); %[farads]
Cgdi=mean(Cgdi_vs_freq); %[farads]
gdsi=mean(gdsi_vs_freq); %[siemens]
Rdsi=1/gdsi; %[ohms]
w=2*pi*frec;w=w'; %[radiants]
RLoad=50; %[ohms]

%Results comong from transitory in an amplification simulation
vin=0.5/(sqrt(2)); vout=2.5/(sqrt(2)); %W=1920!!!! (um)
%vin=0.5/(sqrt(2)); vout=20.3/(sqrt(2)); %W=190000!!!! (um)

Av=-vout/vin %Negativa!! porque la Vo está desfasada 180° respecto la
Vi!!!!
%Miller theorem
Cgdli=(1-Av)*Cgdi;
Cgd2i=(1-(1/Av))*Cgdi;
Cli=Cgdli+Cgsi;
C2i=Cgd2i;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Guany de corrent per extreure la freqüència de tall (GI)-->(fT)
%Definició del guany de corrent
GI=((gm)/(2*pi*frec*(Cgd1+Cgs)*sqrt((1+(RL/Rds))^2+4*pi^2*frec^2*RL^2*(Cgd2
+Cds)^2))) on frec=fT quan GI=1
%Definició de variables simbòliques
syms gm Cgs Cgd1 Cgd2 Cds Rds fT RL; % símbols
GI=((gm)/(2*pi*fT*(Cgd1+Cgs)*sqrt((1+(RL/Rds))^2+4*pi^2*fT^2*RL^2*(Cgd2+Cds
)^2)))-1;
cutoff_freq4=solve(GI,'fT');
disp('fT ='),pretty(cutoff_freq4)
fT_circuit4=subs(cutoff_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi,Cgsi,Cgdli
,Cgd2i,Cdsi,Rdsi,RLoad});
fT_circuit4=fT_circuit4(1)

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Repercussió dels elements del circuit als valors de la fT i la fmax

%Definició dels valors de vectors variables
Cgsi_variation=linspace(Cgsi-(Cgsi/2),Cgsi+(Cgsi/2),100);
Cgdi_variation=linspace(Cgdi-(Cgdi/2),Cgdi+(Cgdi/2),100);
Cgdl1_variation=(1-Av)*Cgdi_variation;
Cgd2i_variation=(1-(1/Av))*Cgdi_variation;
Cdsi_variation=linspace(Cdsi-(Cdsi/2),Cdsi+(Cdsi/2),100);
gmi_variation=linspace(gmi-(gmi/2),gmi+(gmi/2),100);
Rdsi_variation=linspace(Rdsi-(Rdsi/2),Rdsi+(Rdsi/2),100);
RLoad_variation=linspace(RLoad-(RLoad/2),RLoad+(RLoad/2),100);

%Definició de valors de vectors constants
Cgsi_cte(1:100)=Cgsi;
Cgdi_cte(1:100)=Cgdi;
Cgdl1_cte=Cgdi_cte*(1-Av);
Cgd2i_cte=Cgdi_cte*(1-(1/Av));
Cdsi_cte(1:100)=Cdsi;
gmi_cte(1:100)=gmi;
Rdsi_cte(1:100)=Rdsi;
RLoad_cte(1:100)=RLoad;

%Repercussió de la Cgsi a la fT
fT_vs_Cgsi_circuit4=subs(cutoff_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi_cte,Cgsi_variation,Cgdl1_cte,Cgd2i_cte,Cdsi_cte,Rdsi_cte,RLoad_cte});
fT_vs_Cgsi_circuit4=fT_vs_Cgsi_circuit4(1,1:100);

%Repercussió de la Cgdi a la fT
fT_vs_Cgdi_circuit4=subs(cutoff_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi_cte,Cgsi_cte,Cgdl1_variation,Cgd2i_variation,Cdsi_cte,Rdsi_cte,RLoad_cte});
fT_vs_Cgdi_circuit4=fT_vs_Cgdi_circuit4(1,1:100);

%Repercussió de la Cdsi a la fT
fT_vs_Cdsi_circuit4=subs(cutoff_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi_cte,Cgsi_cte,Cgdl1_cte,Cgd2i_cte,Cdsi_variation,Rdsi_cte,RLoad_cte});
fT_vs_Cdsi_circuit4=fT_vs_Cdsi_circuit4(1,1:100);

%Repercussió de la gmi a la fT
fT_vs_gmi_circuit4=subs(cutoff_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi_variation,Cgsi_cte,Cgdl1_cte,Cgd2i_cte,Cdsi_cte,Rdsi_cte,RLoad_cte});
fT_vs_gmi_circuit4=fT_vs_gmi_circuit4(1,1:100);

%Repercussió de la Rdsi a la fT
fT_vs_Rdsi_circuit4=subs(cutoff_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi_cte,Cgsi_cte,Cgdl1_cte,Cgd2i_cte,Cdsi_cte,Rdsi_variation,RLoad_cte});
fT_vs_Rdsi_circuit4=fT_vs_Rdsi_circuit4(1,1:100);

%Repercussió de la RLoad a la fT
fT_vs_RLoad_circuit4=subs(cutoff_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi_cte,Cgsi_cte,Cgdl1_cte,Cgd2i_cte,Cdsi_cte,Rdsi_cte,RLoad_variation});
fT_vs_RLoad_circuit4=fT_vs_RLoad_circuit4(1,1:100);

%PLOT fT vs canvis als paràmetres circuitals
%Valor fT normalitzat

```

```

fT_vs_Cgsi_circuit4_norm=((fT_vs_Cgsi_circuit4-
fT_circuit4)/fT_circuit4)*100;
fT_vs_Cgdi_circuit4_norm=((fT_vs_Cgdi_circuit4-
fT_circuit4)/fT_circuit4)*100;
fT_vs_Cdsi_circuit4_norm=((fT_vs_Cdsi_circuit4-
fT_circuit4)/fT_circuit4)*100;
fT_vs_gmi_circuit4_norm=((fT_vs_gmi_circuit4-fT_circuit4)/fT_circuit4)*100;
fT_vs_Rdsi_circuit4_norm=((fT_vs_Rdsi_circuit4-
fT_circuit4)/fT_circuit4)*100;
fT_vs_RLoad_circuit4_norm=((fT_vs_RLoad_circuit4-
fT_circuit4)/fT_circuit4)*100;

fTparam=[fT_vs_Cgsi_circuit4_norm;fT_vs_Cgdi_circuit4_norm;fT_vs_Cdsi_circu
it4_norm;fT_vs_gmi_circuit4_norm;fT_vs_Rdsi_circuit4_norm;fT_vs_RLoad_circu
it4_norm];

Xaxis=linspace(-50,50,100);
plot(Xaxis,fTparam(1,1:100),'+k',Xaxis,fTparam(2,1:100),'+b',Xaxis,fTparam(
3,1:100),'+r',Xaxis,fTparam(4,1:100),'+g',Xaxis,fTparam(5,1:100),'+c',Xaxis
,fTparam(6,1:100),'+y');
legend('fT vs Cgsi', 'fT vs Cgdi', 'fT vs Cdsi', 'fT vs gmi', 'fT vs Rdsi',
'fT vs RLoad','Location','Best');
xlabel('canvis als paràmetres circuitals [%]');ylabel('canvis a fT [%]');
axis([-50,50,-50,50]);figure;

%SEGUIR
%Falta fmax y plot de Pout y Pin vs freq y vs Rload
%Circuit 4 tiene que ser añadiendo las resistencias de contacto Rd, Rs y Rg

%Power Gain (GP) (fmax)
%Power Gain definition
%%%GP=((gm^2)*RL)/((2*pi*fmax*C1)*(1+((RL/Rds)^2)+4*pi^2*fmax^2*Rds^2*(C2+
Cds)^2)))
%%%GP(((gm^2)*RL)/((2*pi*frec*(Cgd1+Cgs))*((1+(RL/Rds))^2)+4*pi^2*frec^2*
RL^2*(Cgd2+Cds)^2))) on frec=fmax quan GP=1????? jo diria....
%Definició de variables simbòliques
syms gm Cgs Cgd1 Cgd2 Cds Rds fmax RL; % símbols
GP=(( (gm^2)*RL)/((2*pi*fmax*(Cgd1+Cgs))*((1+(RL/Rds))^2)+4*pi^2*fmax^2*RL^
2*(Cgd2+Cds)^2))-1;
max_freq4=solve(GP,'fmax');
disp('fmax ='), pretty(max_freq4)
fmax_circuit4=subs(max_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi,Cgdli,Cgd2i
,Cdsi,Cgsi,Rdsi,RLoad});
fmax_circuit4=fmax_circuit4(1)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Repercussió dels elements del circuit als valors de la fT i la fmax

%Repercussió de la Cgsi a la fmax
fmax_vs_Cgsi_circuit4=subs(max_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi_cte
,Cgsi_variation,Cgdli_cte,Cgd2i_cte,Cdsi_cte,Rdsi_cte,RLoad_cte});
fmax_vs_Cgsi_circuit4=fmax_vs_Cgsi_circuit4(1,1:100);

%Repercussió de la Cgdi a la fmax
fmax_vs_Cgdi_circuit4=subs(max_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi_cte
,Cgsi_cte,Cgdli_variation,Cgd2i_variation,Cdsi_cte,Rdsi_cte,RLoad_cte});

```

```

fmax_vs_Cgdi_circuit4=fmax_vs_Cgdi_circuit4(1,1:100);

%Repercussió de la Cdsi a la fmax
fmax_vs_Cdsi_circuit4=subs(max_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi_cte
,Cgsi_cte,Cgdli_cte,Cgd2i_cte,Cdsi_variation,Rdsi_cte,RLoad_cte});
fmax_vs_Cdsi_circuit4=fmax_vs_Cdsi_circuit4(1,1:100);

%Repercussió de la gmi a la fmax
fmax_vs_gmi_circuit4=subs(max_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi_vari
ation,Cgsi_cte,Cgdli_cte,Cgd2i_cte,Cdsi_cte,Rdsi_cte,RLoad_cte});
fmax_vs_gmi_circuit4=fmax_vs_gmi_circuit4(1,1:100);

%Repercussió de la Rdsi a la fmax
fmax_vs_Rdsi_circuit4=subs(max_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi_cte
,Cgsi_cte,Cgdli_cte,Cgd2i_cte,Cdsi_cte,Rdsi_variation,RLoad_cte});
fmax_vs_Rdsi_circuit4=fmax_vs_Rdsi_circuit4(1,1:100);

%Repercussió de la RLoad a la fmax
fmax_vs_RLoad_circuit4=subs(max_freq4,{gm,Cgs,Cgd1,Cgd2,Cds,Rds,RL},{gmi_ct
e,Cgsi_cte,Cgdli_cte,Cgd2i_cte,Cdsi_cte,Rdsi_cte,RLoad_variation});
fmax_vs_RLoad_circuit4=fmax_vs_RLoad_circuit4(1,1:100);

%PLOT fmax vs canvis als paràmetres circuitals
%Valor fmax normalitzat
fmax_vs_Cgsi_circuit4_norm=((fmax_vs_Cgsi_circuit4-
fmax_circuit4)/fmax_circuit4)*100;
fmax_vs_Cgdi_circuit4_norm=((fmax_vs_Cgdi_circuit4-
fmax_circuit4)/fmax_circuit4)*100;
fmax_vs_Cdsi_circuit4_norm=((fmax_vs_Cdsi_circuit4-
fmax_circuit4)/fmax_circuit4)*100;
fmax_vs_gmi_circuit4_norm=((fmax_vs_gmi_circuit4-
fmax_circuit4)/fmax_circuit4)*100;
fmax_vs_Rdsi_circuit4_norm=((fmax_vs_Rdsi_circuit4-
fmax_circuit4)/fmax_circuit4)*100;
fmax_vs_RLoad_circuit4_norm=((fmax_vs_RLoad_circuit4-
fmax_circuit4)/fmax_circuit4)*100;

fmaxparam=[fmax_vs_Cgsi_circuit4_norm;fmax_vs_Cgdi_circuit4_norm;fmax_vs_Cd
si_circuit4_norm;fmax_vs_gmi_circuit4_norm;fmax_vs_Rdsi_circuit4_norm;fmax_
vs_RLoad_circuit4_norm];

Xaxis=linspace(-50,50,100);
plot(Xaxis,fmaxparam(1,1:100),'+k',Xaxis,fmaxparam(2,1:100),'+b',Xaxis,fmax
param(3,1:100),'+r',Xaxis,fmaxparam(4,1:100),'+g',Xaxis,fmaxparam(5,1:100),
'+c',Xaxis,fmaxparam(6,1:100),'+y');
legend('fmax vs Cgsi', 'fmax vs Cgdi', 'fmax vs Cdsi', 'fmax vs gmi', 'fmax
vs Rdsi', 'fmax vs RLoad','Location','Best');
xlabel('changes in circuital parameters (%)');ylabel('changes in fmax
(%)');
axis([-50,50,-50,50]);figure;

%Plot Gi and Gp vs w

GII=10*log((gmi)./(w*(Cgdli+Cgsi).*sqrt((1+(RLoad/Rdsi))^2+w.^2*RLoad^2*(Cg
d2i+Cdsi)^2)));

```



```

GPi=10*log(((gmi^2)*RLoad)./((w*(Cgdli+Cgsi)).*(1+((RLoad/Rdsi)^2)+w.^2*Rdsi^2*(Cgd2i+Cdsi)^2)));
semilogx(frec,GII,'b+',frec,GPI,'k*');
frecmax=frec(length(frec));
axis([frecmax/100,frecmax,0,50]);
legend('Current Gain', 'Power Gain','Location','Best');
xlabel('Frequency (Hz)');ylabel('Gain (dB)');figure;

% %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%Input power (Pin(RF))
%vin=0.5*sin(wt); %The AC input signal is a sinusoidal signal of 0.5 V peak
%vout=11*sin(wt); %The AC output signal is a sinusoidal signal of 11 V peak
vineff=0.5/(sqrt(2)); vouteff=11/(sqrt(2));
%VgsQ=4; VdsQ=28; %[V]
IdQ=gmi*VgsQ; %Drain current in DC [A]
PDC_circuit4=IdQ*VdsQ;
%PDC_circuit4=(Io.^2)*ZT %Power dissipated in DC [W]
%PDC_circuit4=gmi^2*Vgs^2*((Rdsi)./(1+w.^2*Rdsi^2*(Cgd2i+Cdsi)^2))

PinRF_circuit4=w*(Cgdli+Cgsi)*vineff^2;
%
%Ouput power (Pout(RF))
PoutRF_circuit1=(gmi^2)*RLoad*(vineff^2);
PoutRF_circuit1(1:length(frec))=PoutRF_circuit1;
PoutRF_circuit2=((gmi^2)*RLoad*(vineff^2))./((1+w.^2*RLoad^2*Cdsi^2);
Zr=(Rdsi*RLoad)/(Rdsi+RLoad);
Zm=(Zr./sqrt(1+w.^2*Cdsi^2*Zr^2));
PoutRF_circuit2m=(gmi^2)*(vineff^2)*Zm;
ZT=1./((sqrt(((1/Rdsi)+(1/RLoad))^2+(w.^2*(Cgd2i+Cdsi)^2)));
PoutRF_circuit4=(gmi^2)*(vineff^2)*ZT;
%PoutRF_circuit4=((gmi^2)*RLoad*(vineff^2))./((1+w.^2*RLoad^2*(Cgd2i+Cdsi)^2);
%PoutRF_circuit4=((gmi^2)*RLoad*(vineff^2))./(((1+RLoad/Rdsi)^2)+w.^2*RLoad^2*(Cgd2i+Cdsi)^2);

%Io=gmi*vineff*(1./(sqrt(1+((RLoad/Rdsi)^2)+(w.^2*Rdsi^2*(Cgd2i+Cdsi)^2))))
; %Drain current in DC [A]

Eta_circuit4=100*(PoutRF_circuit4./PDC_circuit4); %Definition of amplifier efficiency [%]
PAE_circuit4=100*(PoutRF_circuit4-PinRF_circuit4)./(PDC_circuit4);
%
semilogx(frec, PinRF_circuit4,'k',frec, PoutRF_circuit1,'+b',frec,
PoutRF_circuit2,'ob',frec, PoutRF_circuit2m,'-b',frec,
PoutRF_circuit4,'*b');
legend('PinRF', 'PoutRF','Location','Best');xlabel('frequency (Hz)')
ylabel('Input/Output RF power');figure;

semilogx(frec, PAE_circuit4,'+k');
legend('PAE','Location','Best');xlabel('frequency (Hz)')
ylabel('PAE (%)');

```

ANNEX – C

Taula de Conversions de paràmetres S, Z i Y d'una Xarxa Biport.

	S	Z	Y	ABCD
S_{11}	S_{11}	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$
S_{12}	S_{12}	$\frac{2Z_{12}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$
S_{21}	S_{21}	$\frac{2Z_{21}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$
S_{22}	S_{22}	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}$
Z_{11}	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	Z_{11}	$\frac{Y_{22}}{ Y }$	$\frac{A}{C}$
Z_{12}	$Z_0 \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	Z_{12}	$\frac{-Y_{12}}{ Y }$	$\frac{AD - BC}{C}$
Z_{21}	$Z_0 \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	Z_{21}	$\frac{-Y_{21}}{ Y }$	$\frac{1}{C}$
Z_{22}	$Z_0 \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}$	Z_{22}	$\frac{Y_{11}}{ Y }$	$\frac{D}{C}$
Y_{11}	$Y_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{ Z }$	Y_{11}	$\frac{D}{B}$
Y_{12}	$Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{12}}{ Z }$	Y_{12}	$\frac{BC - AD}{B}$
Y_{21}	$Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{21}}{ Z }$	Y_{21}	$\frac{-1}{B}$
Y_{22}	$Y_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{ Z }$	Y_{22}	$\frac{A}{B}$
A	$\frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	A
B	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{ Z }{Z_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	B
C	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$	$\frac{- Y }{Y_{21}}$	C
D	$\frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	D

$$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}; \quad |Y| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}; \quad \Delta Y = (Y_{11} + Y_0)(Y_{22} + Y_0) - Y_{12}Y_{21}; \quad \Delta Z = (Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}; \quad Y_0 = 1/Z_0$$